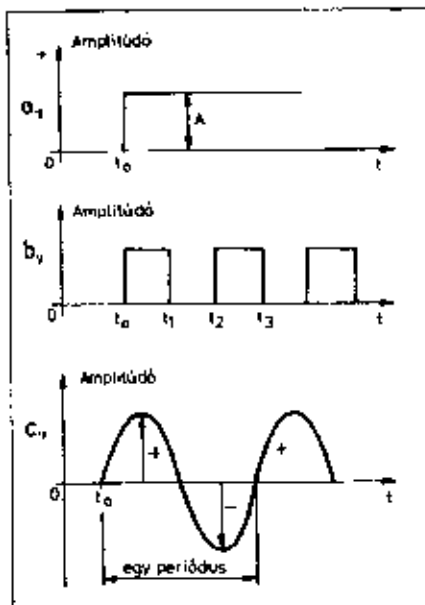


RÁDIÓAMATŐRÖK KÉZIKÖNYVE



1978

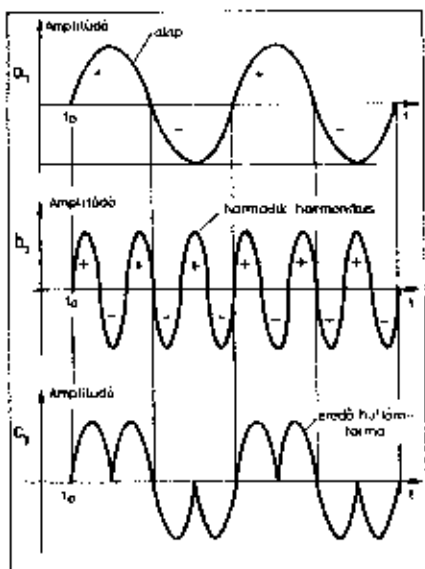


1.1. ábra. Három fajta áramlefeljárás ábrázolása: a) egyenáram; b) pulzáló egyenáram; c) szinuszos váltakozó áram

1.5. Harmonikusok

A szinuszos rezgés periódusideje meghatározza a rezgés egy periódusának időtartamát. (T) Azt a mennyiséget amely megmutatja, hogy egy másodperc alatt hány rezgés zajlott le, frekvenciának nevezik. A frekvencia egysége a hertz vagy ciklus, jele Hz vagy c/s (ciklus per secundum, röviden cps). A periódusidő és a frekvencia közötti kapcsolatot:

$$f(\text{Hz}) = \frac{1}{T(\text{sec})}$$



1.2. ábra. Az a) ábrázolja az alapot; b) pedig a harmadik harmonikusát. Az összegeztet pontonként előgezve jól látható, hogy az eredő csak hasonlít az alaprezgéshez. Az eredő torzult szinuszos rezgés (c)

Egy adott frekvenciájú szinuszos rezgésnek egész számú többszörösét a rezgés harmonikusának nevezik. (1.2a és b ábra). Magát az eredeti rezgést ilyenkor alapnak nevezik. Az alap és a harmonikus összege torzult szinuszos rezgést eredményez. Az 1.2c. ábrán látható az alapnak és a harmadik harmonikusának összege. Az ábrán azonos nagyságú feszültségeket adtunk össze.

1.6. Egyenáram

Az egyenáramú jelenségeket az idő-tengellyel párhuzamos egyenes ábrázolja. A függőleges tengelyre természetesen áramot is mérhetünk, attól függően, hogy melyik mennyiséget akarjuk ábrázolni. A 1.1a. ábra esetében a folyamatot algebrai szempontból is egyszerűen tudjuk leírni:

ha $t < t_0$, akkor $U = 0$

ha $t > t_0$, akkor $U = U_0$

Itt jegyezzük meg, hogy az egyenáramú folyamatoknál is vannak olyan időszakok, amikor az egyenáramú viszonyokra megállapított összefüggések elvesztik érvényüket. Ezek az időszakok bekapcsolási és kikapcsolási időtartományok.

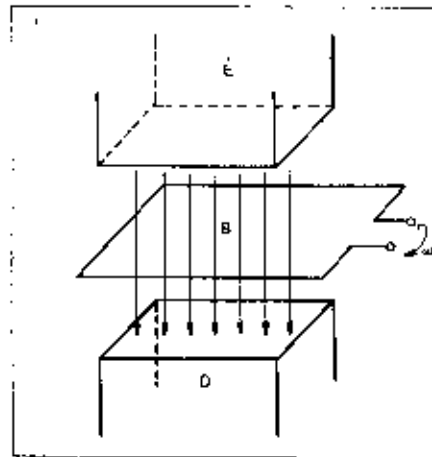
1.7. Váltakozó áram

A váltakozó áram (feszültség) „leg-egyszerűbb” alakja a szinuszos. A szinusgórbőről annyit kell tudnunk, hogy egy középpont körül körben forgó pontnak a forgás síkjára merőleges, egyenletesen mozgó felületre vetített mozgása az az idő függvényében szinuszgörbét ír elő. A természetben igen sok jelenség ezt a függvényt követi pl. a rezgőmozgás, a hullámzás stb. Szinuszos feszültség keletkezik a homogén mágnes térben forgatott vezetőhurokban (1.3. ábra).

A homogén mágnes térben forgatott vezetőhurokban gyakorlati változata a dinamó (generátor), amely mozgás-energiából állít elő elektromos energiát. A hálózati feszültséget is generátorral állítják elő. A szinuszos változás matematikai képlete:

$$u = \hat{U} \cdot \sin \alpha$$

ahol \hat{U} a szinuszhullám csúcsértéke (amplitúdója), α a kezdő ponttól számított előfordulási szög, u a feszültség pillanatértéke. Ha $\hat{U} = 1 \text{ V}$, u értéke $+1$ és -1 között változik, a változás időbeli lefolyása az 1.4. ábrán követhető: $\alpha = 0^\circ$ -nál 0 V , $\alpha = 90^\circ$ -nál $+1 \text{ V}$, $\alpha = 180^\circ$ -nál ismét 0 V , $\alpha = 270^\circ$ -nál -1 V , és $\alpha = 360^\circ$ -nál ismét 0 V . A szinuszfüggvény periodikus: az azt jelenti, hogy az azonos feszültségértékek azonos időközönként megismétlődnek. A függvény ismétlődő szakaszait periódusoknak nevezik és egy periódusnak az idejét periódusidőnek nevezzük. Az egy másodperc alatt lezajlott periódusok száma a frekvencia (f) és a frekvenciát $f = \frac{1}{T}$ összefüggéssel tudjuk kiszámítani. A frekvencia mértékegy-



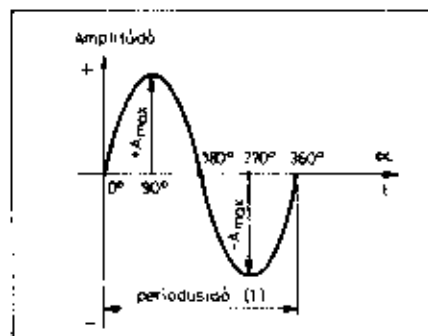
1.3. ábra

sége a hertz (Hz) vagyis az 1 Hz frekvencia azt jelenti, hogy 1 mp alatt 1 teljes szinuszhullám zajlik le.

Tekintsünk ismét az 1.1. ábrára és kövessük a gondolatmenetet: ha t idő alatt t/T periódus telik el, akkor ugyanezen idő alatt $\alpha = 2\pi$ fordulatot ír le a forgó pont.

$$\frac{t}{T} = \frac{\alpha}{2\pi} \text{ egyenlőségből: } \alpha = 2\pi \cdot \frac{t}{T} =$$

$= 2\pi \cdot f \cdot t$ A $2\pi \cdot f$ szorzat azt jelzi ki, hogy az egység sugarú kör kerületi pontja 1 mp alatt mekkora utat tesz meg a kör kerülete mentén, tehát nem egyéb, mint a forgópont kerület menti sebessége. A kör kerülete ugyanakkor a középponti szög mérésére is alkalmas, ennek az analógiának az alapján a $2\pi \cdot f$ szorzatot szögsebességnek nevezik és ω -val jelölik, mérték egysége radián/sec. Megjegyezzük, hogy szinuszos jelformának vagy egy óriási előnye minden mással szemben: a Fourier-tétel értelmében ugyanis bármilyen nem szinuszos, periodikus függvény felbontható szinuszfüggvények összegére, amely összeg egy f frekvenciájú jelből, mint alapról, és annak egész számú többszöröséből, a harmonikusokból áll. Pl. egy f frekvenciájú négyzet hullámú feszültség előállítható $f, 2f, 3f, \dots, k \cdot f$ frekvenciájú szinuszos feszültségek összegévé ($k = 1, 2, 3, \dots$).



1.4. ábra

1. Az elektrotechnika és híradástechnika alaptörvényei

Buczás Péter okl. vill. mérnök

1.1. Villamos és mágneses tér

A hennünket körülvevő világ jelenségei közül azokat észleljük, amelyeknek észlelésére alkalmas érzékszerveink van. Ilyenek például a fény, a hő, a hang stb. Vannak azonban szép számmal olyan fizikai folyamatok, jelenségek, melyeknek lefolyását, bekövetkezését nem tudjuk érzékszerveink egyikével sem közvetlenül észlelni.

A villamos tér jelenlétét csak közvetve tudjuk megfigyelni. Minden anyag minden kis térfogategységében bizonyos mennyiségű villamos részecske van. A villamos részecskéket két főlélek lehetnek: pozitív és negatív töltésűek, a pozitív töltésűeket protonoknak, a negatív töltésűeket elektronoknak nevezik. A villamosan semleges anyagokban a pozitív és negatív töltésű részecskék egyenlő mennyiségben vannak jelen. A Földön található minden test rendezett körülmények között villamosan semleges. Ha valamilyen testből elektronokat távolítunk el, a test villamosan pozitív töltésű lesz, a visszamaradó többségben levő protonok miatt. Ha testre valamilyen módon elektronokat juttatunk, a többségben levő elektronok miatt a test villamosan negatívvá válik. A villamos töltés tovább már nem osztható elemi részecskékre az elektron töltését tekintik.

A villamos térrel és annak tapasztalati kimutatásával először *Coulomb* foglalkozott. Azt tapasztalta, hogy két különálló villamos töltés között vonzás lép fel, illetve azonos nemű töltések között taszítás mérhető. A töltések között fellépő erőhatást a töltések körül kialakuló erőter hozza létre. A villamos tér által létrehozott erőhatásnak mindig van iránya. Ha a villamos tér irányát elég sok pontban felrajzoljuk és folytonos vonallal összekötyük, az úgynevezett *térrészecskévonalakat* kapjuk, melyeket *erővonalak*nak szokás nevezni. Az erővonalak a pozitív töltésből erednek és a negatív töltésben végződnek.

Míg a villamos teret villamos töltések hozzák létre, amelyek egyúttal a tér forrásai is, mágneses töltéseket nem ismerünk. A mágnességet a mozgó elektronok vagy egyéb töltött részecskék hozzák létre. Az elektronok mozgása lehet vezetéssel vagy molekulák belsejében lezajló. A villamos és mágneses erővonalak közötti lényeges különbség, hogy a villamos erővonalak végpontjaként a töltések tekinthetők, a mágneses erővonalak kezdet- és vég nélküli zárt vonalak.

Az áramtól átjárt vezető körül mágneses hatások lépnek fel, melyeket egyszerű módon ki lehet mutatni. Vascsavart segítségével jól kimutathatók a vezető körül kialakuló erővonalak.

Azokban az esetekben amikor a villamos töltés nyugalomban van, illetve a mágneses teret állandó mágnes hozza létre, sztatikus elektromos illetve sztatikus mágneses hatásokról beszélünk. A villamos és mágneses erőtereket szemléletesen az erővonalakkal jelenítik meg. Az erővonalak száma arányos a fellépő erőhatással. Az egységnyi területen áthaladó erővonalak számát fluxusnak nevezik. Nagyobb erőhatáshoz tehát nagyobb fluxus tartozik.

Ha az áramtól átjárt vezetőben igen gyorsan változó áram folyik, akkor a vezető környezetében sugárzó elektromágneses tér keletkezik. Az elektromágneses tér segítségével lehetséges a rádióváltás. Az elektromágneses sugárzás hullám formájában terjed. Terjedése jellemző, hogy a terjedési sebessége a fény terjedési sebességével egyenlő, lévén, hogy a fény is elektromágneses hullám. A fény terjedési sebessége 300 000 km másodpercenként.

1.2. Villamos áram

Az anyagok atomokból alkotott molekulákból állnak. A molekulák kapcsolódása során több-kevesebb elektron csak lazán kötődik a molekulákhoz és vannak szabadon mozgó elektronok is. A vezetők sok szabad elektronnal rendelkeznek. Ha két vezető szabadon mozgó elektronjait úgy csoportosítjuk, hogy az egyikben elektron-többlet, a másikban elektron hiány legyen, akkor azt mondjuk, hogy a két vezető között villamos feszültség van. A feszültséget U betűvel jelöljük és egysége a volt (V). Például a szabványos két kivezetés között $U = 4,5$ V a feszültség.

Ha a két ellenkező polaritással töltött testek vezetővel összekapcsoljuk, megindul az elektronok áramlása az elektron-többletet tartalmazó pont felől az elektronhiányt mutató pont felé. Az elektronáramlás mindaddig tart amíg az elektronegyensúly be nem áll. Az elektronok áramlásuk (mozgásuk) közben ütköznek az anyag molekuláival. Az egyes anyagokban az elektronok mozgékonyága más és más.

Az elektronok mozgékonyága szerint az anyagokat felosztják *vezetők*re és *szigetelőkre*. Ezen kettő között helyezkednek el a félvezetők melyeknek a szerpote az utóbbi hőszívben farsztikus mértékben megnőtt és az egész technikát forradalmasította. Az alábbi felsorolásból képet kaphatunk a legfontosabb anyagokról amelyek a három nagy családúba tartoznak:

Vezetők fémek szén	Félvezetők fémoxidok fém-szulfidok germánium szilícium	Szigetelők szilícium levegő textíliák gumi üveg porcelán
--------------------	--	--

1.3. Villamos energiaforrások

Azokat az eszközöket, amelyek valamilyen energiaátalakítás révén képesek létrehozni az elektronok mozgásához szükséges erőt, villamos energiaforrásnak („áramforrásnak”) nevezjük. A szaraz és nedves elemek kémiai energiát alakítanak át villamos energiává. A forgó gépek mechanikai energiát alakítanak át villamos energiává. Léteznek olyan áramforrások, amelyek hőenergiát alakítanak át villamos energiává. Az áramforrások egyik fontos jellemzője a terheletlen feszültség, amelyet elektronatomos erőnek is neveznek. Másik fontos jellemzőjük a maximális terhelhetőség. Ezt áramerősségben utadják meg.

1.4. Egyenáram, váltakozó áram

Amint az előzőekben láttuk, az elektromos villamos feszültségen levő pontokat vezetővel összekötve a vezetőben elektronáramlás jön létre. Ha az áramlás egyirányú, vagyis minden időpillanatban azonos irányú a vezetőben, akkor egyenáramról beszélünk. Többeni lefolyását az *1.1a ábra* szemlélteti.

A vezetőben létrehozható változó erősségű áram (úgynevezett váltakozó áram) olyan módon, hogy az áramforrást sorozatosan rákapcsoljuk illetve lekapsoljuk a vezetőről, amint az *1.1b. ábra* mutatja. Az ábrán t_1 időpillanatban rákapcsoljuk az áramforrást a vezetőre, t_2 időpillanatban pedig lekapsoljuk róla. Az ábra esetében a váltakozást periodikusnak mondjuk, mert időben egymás mindig ugyanannyi idő elteltével képesünk ki illetve be.

A vezetőben folyó áram iránya akkor változik meg, ha az áramforrás polaritása megváltozik. Ezt egy kicsit nehéz elképzelni és a valóságban nem is úgy hozzuk létre a váltakozó áramot, hogy az áramforrást változtató polaritással kapcsoljuk a vezetőre. A generátor például alkalmas váltakozó áram előállítására. A váltakozó áram időbeli lefolyását szemlélteti az *1.1c. ábra*. Az ábrázolt úgynevezett szinuszos váltakozó áram (röviden szinuszos áram) periodikus. A periódus idejét az ábrán jelöltük. A híradástechnikában és az amatőr gyakorlatban ilyen jellegű feszültséggel és árammal lehetséges a beszélgetni, a morzsolást és televíziós képjel továbbítása a tér egyik pontjából a tér másik pontjába. A jelátvitel igen rövid periódusidejű szinuszos lefolyású feszültséggel történik. Például a rádió-antennák a másodperc milliomodrészénél rövidebb periódusidejű (pse) rezgések segítségével bonyolítják le az összeköttetéseket. Az ilyen rövid idejű rezgéseket oszcillátorral állítják elő.

képző munkát — összekapcsolva és összehangoíva azt az amatőrtevékenységgel. E nagyszerű fejlődés eredményét hűen tükrözik a számadatok: több mint 5000 adóengedélyes, operátor és megfigyelő tevékenykedik klubjainkban. 1977-ben amatőrreink 84 hazai és nemzetközi versenyen vettek részt, számtalan első, második és harmadik helyezést értek el Európa és világviszonylatban. A QSL iroda forgalmát, állomásaink aktivitását jól tükrözi az *a 3 millió* (még leírni is sok!) QSL lap, amelyet 1977-ben hazai és külföldi amatőrök számára továbbítottak. 1977-ig a magyar rádióamatőr mozgalomnak — és ezt büszkén írjuk le — 25 Magyar Népköztársaság Kiváló, 52 Magyar Népköztársaság Érdemes és kb. 1000 minősített sportolója volt. Diplomáink a Rómi, a Balaton, a WHD, a HCS szerte a világon keresettek és népszerűek a külföldi amatőrök körében.

Nemzetközi kapcsolataink, elsősorban a szocialista országok testvér-szervezeteivel egyre erősödtek az idők folyamán. A rendszeresen, éventént megrendezett rádióiránymérő, Testvériség és Barátság nemzetközi versenyek nemcsak a szervezetek munkáját hangolta össze, hanem lehetőséget adott arra is, hogy az amatőrök személyesen is megismerjék egymást, megismerjék a baráti országok rádióamatőr mozgalmát, életét és eredményeit.

A külföldi kapcsolatok bővítése tekintetében amatőrmozgalmunk jelentős eseménye volt az IARU-ba (Nemzetközi Rádióamatőr Unió) történő belépésünk illetve felvételünk. 1968-ban megalakult a Magyar Rádióamatőr Szövetség (MRASZ), mely az OTSH meghatározott szakszövetségi ügyrendje alapján kezdte el működését. Így Magyarország is hivatalosan bekapcsolódhatott a nemzetközi amatőréletbe, a közös munkába. A magyar küldöttség eddig már két konferencián (Schweningen-i és Varsó-i) vett részt. A magyar rádióamatőr mozgalom munkájának és eredményeinek elismerése nyilvánult meg abban a döntésben, hogy az IARU Region I. körzet Rókaavadász Európa Bajnokságát 1973-ban Magyarországon rendezték meg. Majd az 1975-ös Varsói Konferencia még nagyobb felelősségű ügyet bízott ránk: az IARU Region I. Rádióamatőr Konferencia megrendezését. E sorok írásakor még csak az előkészületek folytak; de minden remény megvan arra, hogy az minden tekintetben sikerrel folyjon le és az amatőr-társadalom számára eredményesen záródjon.



A Rádiótechnika 1977. januári számában emlékeztünk meg arról, hogy 50 évvel ezelőtt, 1928. január 2-án alakult meg az első magyar rádióamatőr egyesület. Néhány lelkes, az új technikáért rajongó amatőr ült össze egy kávéházi különteremben, hogy megalkotja ezt a szervezetet. Hosszú, számunkra már történelemnek számító öt küzdelmes évtized telt el azóta, s a világ folyamának örök történye szerint sok minden megváltozott. A figyelmes olvasó, aki végigkísérte a mi történelmünk alakulását, a sok változó tényező mellett észrevehette egy állandó és mindenkor meglévőt, amit úgy fogalmazhatnánk meg, hogy *amatőr lelkesedés és akarat*. Azok az eredmények, melyeket rádióamatőrök értek el ezalatt a fél évszázad alatt, hazánk műszaki életé történelmének nem szégyeini való fejezetel. Emellett igen jelentékeny az a segítség is, amelyet a múltban, jelenben és a jövőben is nyújtani szándékozik mozgalmunk a szocialista haza védelmi képességeinek erősítésében.

Azt mondtuk korábban, hogy a mi mozgalmunk nem önmagáért való, nem öncélú mozgalom, hanem a közösséget szolgálja, mert csak akkor van értelme létezésének. Új típusú, szocialista rádióamatőr-mozgalmunk mindennapi élete és cselekedetei eddig is ezt a célt szolgálták és a jövőben is ezt kell szolgálniuk.

amatőrmozgalma felkészültségének, politikai szempontból pedig a testvéri összetartozás nagyszerű példáját mutatják.

Amatőrmozgalmunk történetének olvasása közben nyilván felmerült sok kedves olvasóban a kérdés, hogy 1950-től kezdve csak itt-ott hivatkozunk az amatőrmozgalmat mindenkor támogató szaklapra.

Valóban helyes az észrevétel. Amint előzőleg már megírtuk, mozgalmunk hiteles dokumentumának csaknem egésze elpusztult 1944-ben a Lendvai utcai székház szebombázásakor. Azokban az időkben nem papirkötegeket kellett menteni, hanem sajnos, inkább az életet. Így a mozgalom történetét születésétől 1926-tól a felszabadulásig 1945-ig, jobbára csak a szakfolyóiratokban követhetjük, mert azok örökítették meg. 1950-től pedig már segít az *élt emlékezet*, melynek már csak a csoportosítás a feladata, hogy az értékes halmazból a legfontosabbakat válogassa ki, és egy-egy csokorba köve nyújtsa át az utókoroknak. Persze, majd a lap is segít emlékezni, mert mindig nyomon követte a történéseket, (sokszor elő is készítette azokat) megemlékezve egy jól, vagy kevésbé jól sikerült versenyről, kiállításról, konferenciáról vagy éppen egy konstruktőről a műszaki megoldások közül.

Technikai szempontból mozgalmunkat az egyenletes fejlődés jellemzi. A kezdeti időben (1950—1955) jobbára a hagyományos technika uralkodott az adás- és vétel területén. Igen nagy problémát jelentett mindig az alkatrészhány. Gyáraink még a híradástechnikai üzemeket is csak nehezen látták el abban az időben alkatrésszel. Az amatőrtalálkonysággal párosult felkesedés azonban sok mindenben keresztül segített minket, abból és úgy épültek az adó- és vevőkészülékek, ami éppen volt. A rádióklubok, melyek ma is mozgalmunk bázisai, igen nagy segítséget nyújtottak abban az időben. Elsősorban az elméleti képzés feladatait oldották meg, különböző tanfolyamok tartásával. Az országban sok ezren kerültek ki a klubok rövidhullámú, ultrarövidhullámú, TV- és műszer-tanfolyamairól. Ugyanakkor ez idő-

ben a szerényen berendezett laboratóriumokban és műhelyekben komoly gyakorlati munka is folyt. A mai idősebb és középkorú amatőrök százai ezekben a klubokban sajátították el a rövidhullámzás mesterségét. De lassan tért hódított az 1960-as évek elején az új technika, melynek legfőbb megszemélyesítője a tranzisztor volt. Amatőrreink — a lehetőséghez mérten — igyekeztek minél hamarabb megismerni a „kis forradalmárt” és azt hasznosítani. A Rádiótechnika ugyancsak szószólója volt az új technikának és hasábjain megjelenő cikkekben nemcsak az amatőrök, de az egész ország szakgárdája is sokat tanult. Lapunk híven őrzi azoknak az időknek az emlékeit.

SSB-egyoldalsávós adás, SSTV-álóképet közvetítő amatőr TV, RTTY-géptáviró és legújabbban az Oscar (amatőr műhold!) program jellemző napjaink amatőrmozgalmának technikai színvonalát.

És a kiállítások!

Legutóbb 1977 decemberében Zánkán volt egy kiállítás, melynek alapötletét a jövőben is meg kellene tartani. Volt ennek a kiállításnak — nem is jelentéktelen hányadéka — egy archiv része, amelyben a kiállított tárgyak arra a kérdésre adtak választ, hogy honnan indultunk el, hogyan és mivel kezdtük el az amatőr rádiózást. Majd 1950-től kezdve 10 évenkénti felosztásban mutatta be technikai eszközeinket, technikai fejlődésünket — egészen napjainkig, tehát azt, hogy hol tartunk ma!

Az elmúlt 28 esztendő alatt sok kiállítást rendeztünk: Budapesten, Miskolcon, Székesfehérvárott, Dunaújvárosban, Kazincbarcán, Kecskeméten, de egy sem tükrözte, helyesebben szólva nem tükrözhetette azt a „forradalmi” fejlődést, amely az amatőrtechnika területén az utóbbi 10—15 esztendő alatt végbement. A Zánkán kiállított amatőr „home made” készülékek kulcsinc és belbecse olyannyira megnőtt, hogy akkor sem kellene szégyenkeznünk, ha azokat a gyári készülékek mellé kellene letennünk — összehasonlításul. Mindenütt tranzisztor és mindenütt IC minden mennyiségben — és lassan sehol egy cső, legfeljebb, ha nagyon „műszi”! Ez a ma és még inkább a holnap, a jövő! Ehhez a jövőhöz pedig már egyre bonyolultabb elektronika tartozik, így egyre na-

gyobb az a „tananyag”, amit az amatőrnek el kell sajátítania, hogy a „felszínen” maradjon.

Amatőrmozgalmi szempontból fontos esemény volt a Magyar Honvédelmi Szövetség megalakulása. 1967 június 20-án hozta az MSZMP Politikai Bizottsága azt a fontos határozatot, hogy

„... az MHS-t Magyar Honvédelmi Szövetség néven olyan társadalmi alapokon álló szervezetté kell átalakítani, melyben a demokratizmus mellett érvényre jut az egyszemélyi vezetés és felelősség a feladatok végrehajtásáért...”

A rádióamatőr mozgalom még hathatósabb irányítása céljából rövidesen megalakult a Szövetség Rádiótechnikai Osztálya, melynek főcélkitűzését így foglalhatnánk össze:

„... szervezeten összefogni a rádiótechnika (elektronika) egyes ágaiban öntevékenyen kísérletező és a szakmát szenvedélyesen szerető dolgozókat, különös tekintettel a fiatalokra és ezt az erőt a szocialista hazá érdekében felhasználni arra, hogy a rádióamatőr tevékenység útján minél nagyobb számú a rádióhírváltásban járatos fiatal nevelődjön ki, dillandó és bármikor mozgósítható tartalékot képezzen a honvédelem és népgazdaság számára.” (Idézet az 1971-es Rádiós Aktív értekezlet referátumából).

A szervező és irányító munka első sorban a klubok megerősítését tűzte ki célul. Kidolgozták a klubok működési szabályzatát, majd a klubok fejlettségi fokától függően A, B és C kategóriába sorolták azokat, ez egyben meghatározója is lett az anyagi támogatás mértékének. Így lényegében a „besorolás” a klub tagságától, az elévített munkától, a műszaki fejlettségtől függött. Minél eredményesebben dolgozott egy klub, annál magasabb kategóriába sorolták. Amatőrtörténelmünk során még soha nem részesült a mozgalom ilyen hathatós anyagi támogatásban, mint most. Emellett a Szövetség — az SSB program keretében — igen nagy anyagi áldozatokat hozott, amikor a klubokat ellátta modern SSB adó-vevővel. A rádióklubok nagy többségében így megteremtődtek azok az alapvető feltételek, melyek lehetővé tették a szervezett honvédelmi nevelő és ki-

három—négy nap alatt 10 db adó-készüléket gyártottak, melyek azután az állami gazdaságokba kerültek, hogy segítsék az aratás munkáját. Konkrétan rádióösszeköttetések útján biztosították, de főként meggyorsították a kombajn alkatrészek pótlását, lerövidítve ezzel a gépállásokat.

Amatőrök segédkeztek a Balaton mélység-felmérésénél, az olajkutatóknál is. Füstelmező készüléke készítették, a füstben levő és abból kivonható kémiai anyagok megállapítására, a bányászat számára bányalég-jelző készüléket konstruáltak. Nem lebecsülendő az a kísérleti munka sem, amely az ultrarövid hullámok terjedési sajátosságait mérte fel. Igaz, hogy csak egyszerű amatőr eszközökkel, de a sokévi kísérlet hasznos tapasztalattá kristályosodott, melyet hivatalos szerveink is felhasználhattak. A televíziós adás megindulásakor az országban a budapesti adó vételi lehetősége korlátozott volt, és abban az időben nem működött még egyetlen közvetítő (relé) állomás sem. Amatőrök — szinte saját erőből — kis reléállomásokat építettek, hogy lehetővé tegyék a budapesti nagyadó műsorának vételét, azokon a helyeken, ahol az még nem volt lehetséges. Csak néhány példát soroltunk fel az amatőrmozgalom működésének hasznosságáról, amelyek azt bizonyítják, hogy a mi mozgalmunk nem önmagáért való, nem öncélú, hanem tevékeny részese a szocialista társadalom építésének — és ez is a mi történelmünkhez tartozik.

A szépen fejlődő amatőrmozgalomnak súlyos károkat okozott az 1956-os ellenforradalom. A magyar rádióamatőr-társadalom nagy többsége megőrizte józanságát, belátva, hogy nem a meglévő hibák kijavításáról, hanem az addig elért eredmények, gyakorlatilag a népi demokratikus rendszer megsemmisítéséről volt szó. A budapesti amatőrök egy szűk köre 1956. október végén „Ismét” megalakította az MRRE-t, mely azonban csak pár napot élt. 1957 első hónapjaiban már ismert hallhatóak voltak a magyar rövidhullámú amatőrállomások az éterben, bizonyítva, hogy a szocialista rádióamatőrmozgalomnak mély gyökerei vannak az amatőrök között és nagy többségük még nehéz helyzetben is hűséges maradt rendszerünkhöz és betartotta az amatőrök tevé-

kenységére vonatkozó rendelkezéseket.

Az 50-es évek vége amatőrmozgalomát a lendületes fejlődés jellemzi. Aktív részvétel a hazai és nemzetközi versenyeken, élénk élet a klubokban, ahol rövidhullám, ultrarövidhullámú és konstruktóri szakosztályok működtek, jó eredménnyel. Komoly problémát jelentett már abban az időben is az alkatrészellátás (kérdhetően valaki, hogy mikor nem? HII!). Az MHS vezetősége igyekezett megteremteni az előfeltételeket a klubok és az egyéni amatőrök munkájához. E területen nagy segítséget jelentettek az MHS Rádióamatőr és Modellező Boltjai, melyek igyekeztek speciális alkatrészekkel is ellátni a mozgalmat.

Jelentős irányító szerepet töltött be a Központi Rádió Klub, mely a budapesti amatőrélet központja volt, ugyanakkor országos jellegű rendezvények színhelye is. A klub rendezte és kivitelezte az Országos Amatőr Kiállításokat, a konstruktóri versenyeket, szervezte a központi adón keresztül az amatőrhírszolgálatot és megjelentette a Klub Híradót, mely a Rádiótechnika mellett és azt kiegészítve fontos szerepet játszott amatőrmozgalmi életünkben.



A Rádiótechnika 1958 októberi száma új versenyág születését jelentette be. Megrendezték hazánkban az első „rókavadászatot”, melyet napjainkban rádióiránymérésnek neveznek. A történelmi hűség kedvéért azonban azt is meg kell mondanunk, hogy első volt ez a verseny — a felszabadulás után. A korabeli szaksajtó vagyis a Rádió Amatőr nem említi sehol az 1934 szeptemberi versenyt, feltehetően azért, mert azt nem az MRAE rendezte. A RÁDIÓÉLET 1934 szeptember 28-án megjelenő száma „Halló! Itt a Rádióélet a 230 méteres hullámhosszon!” cím alatt közli Magyarország első rádióadásversenyének sikeres és eredményes lefolytatását Vecsés környékén. A második ilyen versenyről ugyancsak a RÁDIÓÉLET 1935. június 21-én megjelent számában olvashatunk, amelyet Fót határában tartottak meg. Mindkét esetben egy 50 W-os középhullámú adót kellett megtalálni, keretantennás vevővel. Nekünk, kései utódok-

nak már csak 5—6 W-os adó jutott, a 2 és 80 méteres amatőrsávokban. Az újszerű rádióversenyen kb. 50 amatőr vett részt. Az évek során (1965—1970) egyre népszerűbbé váltak nálunk ezek a versenyek, melyek Balaton Kupa, Avas Kupa, Hírös Kupa, Alföld Kupa, Tanácsköztársaság Kupa, Bányász Kupa elnevezéssel kerültek megrendezésre. A rádióiránymérés (rókavadászat) nemzetközileg is elismert és kedvelt sportág lett, melyből számos nemzetközi versenyt és Európa Bajnokságot is rendeztek. A magyar rádióamatőr mozgalom e versenyeken mindig az élvonalban haladt a jók között is sokszor a legjobbnak bizonyult, melyet három Európa-Bajnokságon szerzett arany- és ezüst érmei „tanúsítanak”.

A rádióiránymérő sport meghonosítása elsősorban annak a következetes munkának volt az eredménye, melyet az MHS rádió szakági vezetése a küzdőjátékok bevezetéséért folytatott. Már a rádióirányméréssel is, mint fizikai sportággal kezdett megváltozni az amatőrizmus jelege. A korábban csak a négy fal között működő amatőr kikerült az éterbeni magasságokból, a földi küzdőporondra. Jó szakmai felkészültség és fizikai állóképesség lett az új jelszó, melynek jegyében a fiatalok százai kapcsolódtak be az új sportágba.

A 60-as évek elején még egy igazán férfias sportág született: a rádiós többtusa. Ez a sportág még nagyobb szellemi és fizikai felkészültséget követelt meg a versenyzőktől: távirászkészség, rádióiránymérés, tájékozódási futás, céllovászat, gránát dobás, szerepelnek e sportágban, melyekben lényegében a honvédelmi felkészítő munka testesül meg.

A rádiós többtusa versenyek jelentősége ezért még nagyobb, mint a rádióiránymérő versenyeké. Éppen emiatt a szocialista országok honvédelmi szervezeteinek fontos döntése volt, hogy ezt a versenyt — melyet Testvériség—Barátság versenynek neveztek el — minden évben meg kell rendezni, más-más országban. Öröm volt számunkra, hogy az első ilyen nemzetközi komplex versenyt mi rendezhettük meg 1970-ben, melynek vándorszerlegét a Magyar Honvédelmi Szövetség főtitkára alapította és adományozta. Az évenként megtarott Testvériség—Barátság versenyek szakmal szempontból nagyszerű erőpróbái a résztvevő országok

során új híradástechnikai üzemek, rádiókészülékek százezret, falvainkban telefonok épülnek. Ezek a célok csak sokezer új típusú szakember kinevelésével egyidejűleg valósíthatók meg. Az új szakembernek ezt a tábort a múltban elnyomott, a fejlődéstől elzárta, ma már felszabadult, de technikailag tudással még nem rendelkező dolgozó fiatalokból kell kinevelni...

...a Szabadságharcos Szövetség, amely szervezi és irányítja a rádióamatőr mozgalmat, most szaklapot indít a rádiótechnika iránt érdeklődők számára. A szövetség célul tűzi ki az elektro- és rádiótechnikai kérdések érthető és világos formában történő tanítását, a többség elméleti színvonalának megfelelően. Éppen ezért a lap foglalkozik a kezdő rádióamatőrök problémáival, megmagyarázza mindazt, ami eddigi munkájukban nehezen volt érthető, legfőképpen azért, mert a magyar szakirodalom e téren kevés segítséget adott...

A technikáért lelkesedő ifjúság, hazánk jövő technikusai és mérnökei rendszeres segítséget kapnak, melyet eddig annyiszor kértek, s amely jogilag megilleti őket...

Világos gondolatok és egyszerű megfogalmazása azoknak az új feladatoknak, melyeket a mozgalomnak illetve a lapnak abban az időben meg kellett valósítani, hogy a fiatalság megnőtt technikai érdeklődését, tanulási vágyát, maradéktalanul kielégítse. Legfontosabb volt akkor is: az ifjúság nevelése. E téren a feladat összetett volt, a szakmai ismeretek mellett a mozgalmi és politikai témák is fontos szerepet kaptak. Nem volt és sokszor ma sem könnyű a nevelők, oktatók feladata, amikor a kettő összhangjáról kell meggyőzni azokat, akik valamilyen elképzelhetetlen naivságból „politikamentesnek” képzelték, vagy képzelik az amatőr mozgalmat. Aki csak egy kicsit is foglalkozott, nemcsak a hazai de a külföldi rádióamatőr mozgalmak történetével, azelőtt világos, hogy ún. „politikamentes” rádióamatőr-mozgalom sehol a világon nincs és a múltban sem volt. Tény kérdése — és ezt kell mindenkinek jól megértenie, — hogy minden ország, minden amatőr mozgalmát jó technikai és szakmai felkészültsége — akarva, akaratlanul is —, a hadsereg tartalékává teszi. Ez az igazság, és akár tudomásul vesszük, akár nem — ez így van! Erre számtalan példát le-

hetne felsorolni a hazai és külföldi amatőrmozgalmak életéből, de itt csak egyetlen példát említenénk, az Egyesült Államok Amatőr Szervezetét, az ARRL-t. A „The Radio Amateur's Handbook” 1959-es kiadásának „Az amatőrmozgalom története” című fejezet „Public Service” — „Közszolgálat” című részében a következőket olvashatjuk:

„A rádióamatőrizmus nagy és dicsőséges hobbi, de ez a tény önmagában alig érdemelné ki a Kormányzat teljes szívű támogatását a nemzetközi konferenciákon. Más okok is közrejátszanak. Ezek közül az egyik a katonai és polgári védelmi szervek méltánylása, az amatőr értékelése, mint tapasztalt hozzáértő rádiós utánpótlás háború idején. A másik szempontot úgy fogalmazhatnánk meg, mint „közszolgálat”.

Kb. 4000 amatőr működött közre képességével és szakértelmével 1917—1918-ban. A háború után természetesen tűnt, hogy gyümölcsöző kapcsolat jött létre a hadsereg, a hadiflotta és az amatőrök között. Ez a kapcsolat tovább erősödött a következő néhány évben és fokozatosan növekvő együttműködő tevékenység 1925-ben két szervezet létrehozását eredményezte: Tengerészeti Tartalékos Hírközlő Alapítvány és a Katonai Rádióamatőr Rendszer (ma a Hadsereggel együttműködő Rádió Rendszer).

A II. világháborúban a Tengerészeti Tartalékban levő amatőrök ezrei lettek aktív szolgálatra behívva, ahol kitüntetésként szolgáltak, míg sok ezren a Hadseregben, a Légierőnél, a Partii Őrségnél és a tengerészgyolagságnál voltak. Összesen 25 000 rádióamatőr szolgált az USA fegyveres erőinél.”

Úgy gondolom, hogy ennél világosabban és meggyőzőbben nem lehetett volna leírni — a lényegét, mely ha ott természetes, nálunk is annak tekintendő. Lehet, hogy a megjelenési, kivitelezési forma más, talán „koszabb — ügyesebb”, de ez nem változtat semmit a dolog tartalmi, érdemi részén. És bocsánatot kérek azért, hogy a magyar rádióamatőr mozgalom története rövid ismertetése során, nem „a befűgyekbe” való beleavatkozó szándékkal, csak a példa kedvéért említettem meg egy külföldi amatőr szervezet „politikamentes” amatőrmozgalmát. Ami pedig bennünket illet, mi is tudatosan vállaljuk, hogy mozgalmunk nem politikamentes, de azt is hozzátesszük.

hogy ez a „politika” minden megnyilvánulásában a béke és az emberi haladás ügyét, tehát hazánk érdekét szolgálja.



Az új típusú rádióamatőr mozgalom szervezése nem kis erőfeszítést követelt meg. Nemcsak a budapesti rádióklub-hálózatot kellett létrehozni, hanem a vidéket is. A szövetség, helyesebben szólva az ország igen nagy anyagi áldozatokat hozott azért, hogy e klubok létrejöjjenek és működjenek is annak a célnak az érdekében, amelyért létrehozták őket. Az 50-es évek derekáig az ország területén már 32 rádióklub működött, a tagok létszáma több ezerre tehető. Kb. 200 rövid- és ultrarövidhullámú állomás dolgozott az amatőr-sávokban. Ez alatt az idő alatt a klubok tanfolyamain kb. 40 000 fiatal sajátította el az elektro- és híradástechnika alapjait. Hatalmas eredmény volt ez a múlthoz viszonyítva.

Ez az új típusú amatőrmozgalom nem szakadt el az élettől, nem zárkózott az áltudomány elefántcsonttornyába, hanem tevékeny részese volt az ország építésének. A szakmailag jól felkészült amatőröket mindenütt ott találjuk az iparban és a mezőgazdaságban egyaránt. A rádióamatőr mozgalom nagy gazdasági hasznát az egész világon minden országban hamar felismerték és megfelelő módon kamatoztatták. Honvédelmi jelentőségéről már szólunk, gazdasági szempontból elsősorban azt szeretnénk megemlíteni, hogy a rádiózás kezdetén megalakuló, híradástechnikai eszközöket és készülékeket előállító gyárak 70—80 százalékban amatőröket alkalmaztak — érthetően, mert azok rendelkeztek megfelelő szaktudással és megfelelő gyakorlattal is. A rádióamatőr-ködést gyakran hobbinak nevezik, de több annál; szenvedély, amelyet állandóan az új megismerésének vágya hajt. Az amatőr legfontosabb jellemző tulajdonságai közé sorolhatók: a tanulás, az építés, és a szüntelen újítás. Olyan hármas egység ez, melynek hasznossága gazdagon gyümölcsözteshető az egész népgazdaság területén. Csak néhány példa:

Az új típusú amatőrmozgalom már az 50-es évek elején, (1952) olyat produkált, melyet előtte egy egysületes mozgalma sem. Az amatőrök

alig egy esztendőig élt csak, mert 1938 augusztus havában már nem jelent meg.

Az amatőrberkekben nagy csalódást keltett az 1938 évi kairói Konferencia. Ismét megnyírbálták az amatőrsávokat, a 40 méteres amatőr sávot gyakorlatilag ekkor vesztettük el, mert ezen a konferencián határozták el, hogy 7200—7300 kHz-ig terjedő sávban műsorszóró állomások működhetnek. Az új hullámsáv beosztás 1939 szeptember 1-én lépett életbe. Ugyanekkor támadt meg a fasiszta Németország Lengyelországot — kezdetét vette a II. világháború. A magyar amatőrök

egy részét katonai szolgálatra hívták be. Az egyesület tagságát újjólág revízió alá vették, aki nem tudta igazolni „őskeresztény” származását, azt törölték a tagok sorából. 1944. március 19-én a németek megszállták Magyarországot. A MRAOE székházban katonai állomást rendeztek be, és ezzel gyakorlatilag megszűnt az amatőrélet, melyet már korábban is különböző tiltó rendelkezések sújtottak a háború miatt.

A Rádió Technika című folyóiratot 1944 júniusától betiltották. A Honvédelmi Minisztérium 1944 április 1-vel „Villám” elnevezéssel egy új lapot indított, mely „a híradóleventék” és a MRAOE hivatalos lapja volt. 1944 október 1-én jelent meg utoljára.

Mint már korábban említettük, az egyesület székházát 1944 júliusában teljesen lebombázták, megsemmisült minden, a felszerelés és az összes iratok. Magyarországon az amatőrélet gyakorlatilag megszűnt. De így volt ez az egész világon, az amatőrsávok kihaltak voltak, a háború miatt mindenütt betiltották a rövidhullámú munkát — érthetően.

A nagy világegés után hazánkban az 1945—1949-es esztendő az újjáépítés évei voltak, új országot kellett a romokból felépíteni.

A háború után az amatőr-mozgalmat is újjá kellett szervezni. Az élet feladást ismét a szaksajtó végezte el. A felszabadulás után az első sajtótermék, mely híradástechnikával foglalkozott a „Rádióvilág” volt. 1946 februárjában jelent meg az első száma. Decemberi számában már meg-

találjuk az első közleményt, „Rövidhullámokról” címen, majd 1947 februárjától kezdve rendszeresen napvilágot lát a „CQ” rovat. Ennek segítségével először egy megfigyelő hálózatot igyekeztek kialakítani, de már ekkor szó volt egy „új egyesület megalakulásáról”. Az 1947 márciusi számban már neve is van a gyerekeknek Magyar Rövidhullámú Rádióamatőrök Egyesülete (MRRE), csak éppen működési engedély nincsen még és helyiség sem. „Most van alakulóban és várja az alapszabályok jóváhagyását.” — közlik a szerkesztői üzenetek egyikében egy érdeklődőnek.

1947 májusától — három évi kényszerzünet után — ismét megjelenik a Rádió Technika. Ebben is megtaláljuk a „Rövidhullámokon” című rovatot, azonos céllal mint a Rádióvilágnál. A Rádió Technika 1948 áprilisi számában jelent meg a hír: „Megalakult a magyar rövidhullámú amatőrök szervezete, a Magyar Rövidhullámú Rádióamatőrök Egyesülete” és közli a „tisztikar” névsorát. Egy év múltán a Rádióvilág és Rádió Technika egyesüléséből született Rádió és film Technika 1949 februári számának „Rövidhullámokon” című rovata közli az örömteli hírt: „Nagy nap: Székház avatás, 9 adó engedély.” Új székház a Szabó József utca 23-ban, „ragyogó termek, vadonatúj bútorok, működő adók...” és új program, melyet Pamlényi Pál, az új egyesület elnöke avatóbeszédében így fogalmazott meg:

„Az amatőrizmus régen a kiváltságosoké volt, pedig de sokan szerettek volna részt venni benne. Most már a dolgozóké lesz, bevonjuk a munkások fiójt és sok sok tehetséget engedünk ezzel kitermelődni, ami a múltban elveszett. Mások a feladatunk is, őrlést hajtóerő az amatőrizmus: szórakozás, munka és ezen keresztül vezet az út előre, a magasabb tudás felé. Biztos, hogy ebben a házban új generáció nő fel. Ezzel az akaratával üdvözlö a székházavató közönségét.” Az avatással egyidőben 9 adóengedélyt is kiadtak, az elsőket a felszabadulás után.

Az MRRE vezetősége nagy lendülettel kezdett a munkához. Megszervezte a rendszeres oktatást, az amatőrvizsgára felkészítő tanfolyamokat, ezek anyagának a központi adón keresztül történő sugárzását, a vidéki „levelező” hallgatók részére. Versenyeket hirdetett és szervezett,

hogy minél nagyobb aktivitásra serkentse az amatőröket. A vidéki amatőrélet fellendítése céljából fő célkitűzése az volt, hogy minden vidéki városban létrehozzon egy MRRE fiókot és egy adóállomást. Ezzel az elgondolással lényegében a kollektív állomások alapjait vetette meg.

Az MRRE elgondolásai és tervei — sajnos — csak részben, vagy egyáltalán nem valósultak meg. A fő ok, hogy nem tudott kapcsolatot teremteni a dolgozó tömegekkel, munkájában a szűkkörűség érvényesült. Az országban kialakult új társadalmi rend igényeit nem tudta kielégíteni. A magyar rádióamatőr mozgalomnak új útra kellett lépnie, hogy betöltse azt a szerepet, amelyet egy szocializmust építő társadalom ró rá.

A Rádió- és film Technika 1950 októberi számában egy rövid közlemény jelent meg „Újjászervezés alatt a magyar rádióamatőr mozgalom” címen, mely bejelenti, hogy „a Szabadságharcos Szövetségen belül létrehozott Rádió Osztály feladata lesz az új mozgalom megszervezése és irányítása... az újjászervezés során az összes eddigi rádióamatőr egyesületek megszűntek...” (MRRE és MRSZ).

Az a forradalmi átalakulás, mely hazánkban 1945—1950 között lezajlott, törvényszerűen magával hozta a magyar rádióamatőrmozgalom szervezetének és irányításának új alapokra való helyezését. Ezért született meg a határozat: a magyar rádió amatőrmozgalom irányítását a Magyar Honvédelmi Szövetség jogelődjére, a Magyar Szabadságharcos Szövetségre kell bízni, azzal a fő célkitűzéssel, hogy teremtsen meg az új típusú, szocialista rádióamatőr mozgalmat. Ezzel egyidőben az átalakulási folyamat és a szervező munka során ugyancsak törvényszerűen merült fel egy olyan sajtóorgánus szűkesszerűsége, mely az új típusú amatőr mozgalmat célkitűzésének elérésében segíti, támogatja. Ezt a feladatot 1951. november 1-től a szövetség kiadásában megjelenő Rádiótechnikára bízta.

A lap első számának vezércikke, mely „Új célokért” címen jelent meg, egyértelműen fogalmazta meg a mozgalom és a lap alapvető feladatait:

„A szocializmus építése, békénk védelme, a magyar rádiótechnikai dolgozók és amatőrök számára, új, méretelben még eddig nem ismert feladatokat tűz ki. Ötéves tervünk megvalósítása

Amatőr 1934 februári számában olvashatjuk, hogy „Megalakult a Magyar Rövidhullámú Amatőrök Országos Egyesülete, mely a m. kir. Posta és a m. kir. Honvédelmi Minisztérium teljes támogatása mellett a régi M. R. A. E.-t váltja fel.

A M.R.A.O.E. elnökségét Kaysersheimb Károly ny. honv. tábornok... vállalta.” (Az alakuló közgyűlés 1934 január 13-án volt.)

A reakciós, fasiszta, Horthy katonai vezetés már korábban felfigyelt a rövidhullámú amatőrök munkájára és egyre inkább vezetése alá vonta azt.

A MRAOE-t egyre erőteljesebben kapcsolták be abba a tevékenységbe, mely végső soron a fasiszta háborúhoz vezetett, az ország pusztulásához, egészen a Horthy rendszer összeomlásáig. A szándék és a végső cél kezdetben nem volt ennyire nyilvánvaló és világos, azt csak később, az egyre jobban fasiszálódó politika hozta felszínre. Egyelőre a m. kir. Honvédelmi Minisztérium „teljes támogatása mellett” folyt az átszervezés és a mozgalom katonai vonáira való átállítása. A korábban említett 40 állomásból 7 hivatásos katonatiszt volt, akik a mozgalom vezetésében egyre nagyobb szerepet játszottak. De nemcsak a fővárosban működő egyesületekre volt jellemző a katonai irányítás, a vidéken létrehozott ún. fiókok vezetőségében is mindenütt ott találjuk a katonai és csendőrtiszteket a vezető pozíciókban, akik gondoskodtak az „új irányelvek” gyakorlati megvalósításáról.

Érdekes megfigyelni, hogy a Rádió Amatőr, mely 1934 februárban hirt adott a MRAOE megalakulásáról, az év hátralevő részében megjelenő számaiban semmiféle hirt nem közölt az egyesületről, annak programjáról, életéről és munkájáról. A „Rövidhullámokon” című rovat egész évben, sőt a következő évben is csak műszaki és a forgalmazással kapcsolatos cikkeket foglalkozik, tehát kizárólag technikailag igyekszik is ápolni az amatőröket. A lap 1935 szeptember-októberi száma ismét közli a hivatalosan engedélyezett adóamatőrök névsorát. Összesen 62-t, amelyből már akkor „megszűnt” 7. Tehát amint látjuk, igen nehezen szaporodtak az adóamatőrök és igen jól működött a „politikai szűrő”. 1932 decemberétől 1935 októberéig — közel 3 év alatt —

csak 15 új engedélyt adtak ki. Ezzel a számmal bizony nem lehetett túlságosan dicsekedni, mert abban az időben a világon már 60 000 amatőr állomás működött.

1936 márciusától megszűnt a Rádió Amatőr és helyette megjelent a Rádió Technika, egy jól szerkesztett, magas szakmai színvonalat képviselő, tartalmas, nagyobb terjedelmű (56 oldal) lap. Híven a hagyományokhoz ez a lap is megjelentette a „Rövidhullámokon” című rovatot, mely kizárólag megfigyelő és adóamatőrökhöz szólt. A korábbi gyakorlattól eltérően, amikor a lap szerkesztői még jobbára külföldi szerzőkkel írták a speciális rövidhullámú cikkeket, most kizárólag hazai szerzők tollából jelentek meg az érdekesebbnél érdekesebb alap, közép- és felsőfokú cikkek. A harmincas évek derekára szakmai szempontból már kifejlődött az amatőrtáboron belül egy egyszerű élgárda, amelynek felkészültsége nemzetközi mércével is mérhető volt. Itt első sorban Kiss Lajos, HAF 8C (HA8C) nevét kell megemlítenünk, akinek csaknem minden hónapban jelent meg cikke a „Rövidhullámokon” című rovatban. Adás- és vételtechnikával, műszerekkel, antennákkal foglalkozó cikkel igen nagy népszerűségnek örvendtek és nagy segítséget jelentettek a korabeli amatőrtársadalom számára. HA8C mellett említhetjük Doktorits Istyánt, HA 8D-t, Demján Sándort, HA 8G, Zerinyáry Endrét, HA 6H-t, Jovitzo Györgyöt, HA 5B-t, Váraljai Vilmost, HA 41-t, akik abban az időben a lap hasábjain és az éterben egyaránt nagyszerű tevékenységet fejtettek ki és szép eredményeket értek el.

Amint a fenti hívójelekből kiderül, 1937-ben ismét változott a magyar hívójel, a HAF — országot és amatőrállomást jelölő — hívójelből csak HA lett, mely azután napjainkig meg is maradt.

Amatőrtörténeti szempontból találunk még egy rövid fontos hirt a lap 1937 márciusi számában, mely szerint:

„A Magyar Rövidhullámú Amatőrök Országos Egyesületét tagjai sorába felvette a világ rövidhullámú amatőrtársadalmának szervezete, az International Amateur Radio Union (I. A. R. U.)”. E rövid hírral kapcsolatban a kedves olvasóban felmerülhet a kérdés, hogy miért kellett újra belépni az IARU-

ba, hiszen a MRAE-t még 1933-ban felvették — amint azt korábban már megírtuk. Feltehetően az egyesület nevének megváltoztatása tette szükségessé az újrafelvételt.

1938-ban végre megoldódott az egyesület helyiségproblémája is. Tíz esztendőnek kellett eltelnie ahhoz, hogy az egyesület a kávéházi „Rádióasztal”-tól az igényeknek megfelelő helyiséghez, illetve székházhoz jusson. 1934-ben, amikor a MRAOE átvette az amatőr mozgalom irányítását, kapott ugyan egy helyiséget a Mátyás tér 6. szám alatt, azonban ez nem volt megfelelő.

Az új székház avatására, mely a Lendvay utca 8. szám alatt volt, 1938. február 6-án került sor. Az épület jól megfelelt a mozgalom céljainak; nagy előadóterem, műhely, raktár, labor és irodahelyiségek álltak a tagok rendelkezésére. Éveken keresztül morze- és szaktanfolyamokat, valamint amatőrvizsgát is tartottak itt. Az épület 1944 júliusáig volt a MRAOE otthona, amikor is egy angol szász bombatámadás alkalmával telitalálatot kapott és teljesen elpusztult.

Az 1938 július 25-én megtartott közgyűlés adatai szerint az egyesületnek 1832 tagja volt, ebből 143 volt adóengedélyes. Figyelemre méltó ugyancsak ezen a közgyűlésen a Műszaki Bizottság beszámolója, mely szerint az egyesület laboratóriumában kikísérletezték az első visszacsatolt nagyfrekvenciás erősítővel működő vevőkészüléket. Az egyesület laboratóriuma a következő készülékeket építette meg: egy 25 W-os cw-fone adót, egy 40W-os hordozható adó-vevőt, 4 db 16W-os adó-vevőt, 1 db hullámmérőt, 1 db teljesítménymérőt, hálózati csőbűgőt, a szalézi Szent Ferenc Rend részére! 2 db 10W-os adó-vevőt. A tervekben szerepelt egy 250W-os központi adóállomás, oszcillográf, precíziós hullámmérő, jelgenerátor és hangerősítő berendezés.

Az egyesület műszaki bizottságának a feladata volt a rend fenntartása az éterben. Előző évben (1937-ben) „egyetlen szilencium vagy megintés kiadása sem volt szükségessé” — jelentette a bizottság. A QSL Iroda forgalma 88 000 QSL-lap volt.

Ezeket az adatokat a MRAOE kiadásában 1937 júliustól megjelent „Rövidhullámú Szemle” című lapból vettük (1938. jún.—júliusiszám), mely

ket 50 W maximális inputra adja ki, időszertelem ládom, ha egy kiváló teljesítményű s emellett egyszerű és alacsony költségű adót ismertessek a már vizsgázott, vagy a közeljövőben vizsgázásra kerülő OM-ek használatára."

Természetesen a hálózati táplálás csak egyik feltétele volt a modernebb műszaki megoldásnak. Ehhez tartozott még az is, hogy a csöttechnika éppen ezekben az években produkálta a nagyfrekvenciás és nagy teljesítményű pentódákat, melyek alkalmazása forradalmasította, mind a vétel-, mind az adástechnikát. Erre a „forradalomra” már nagyon nagy szükség volt, mert csak ezáltal lehetett biztosítani azt a minőségi fejlődést, mely elsősorban az adó stabilitásában és jó hangszínezetében nyilvánult meg. A stabilitással kapcsolatban a korábban adott jó tanács, hogy „ne helyezük az adót az asztalra, amelyen tartolunk, hanem akasszuk azt a falra” — ebben az időben már nem volt elegendő! A rohamosan fejlődő alkatrésztechnika már lehetővé tette a problémák elektromos megoldását. Megjelennek a többfokozatú ún. „vezérelt adók”, melyeknek stabilitása és hangszínezete megközelítette a kristályvezérelt adókat.



A magyar rádióamatőr mozgalom fejlődése, időben „felfutása” sajnos egybeesett a 30-as évek nagy gazdasági válságával. Számunkra ez a korszak már történelemnek számít és a rendelkezésre álló korabeli iratok alapján meglehetősen tárgyilagos képet rajzolhatunk azokról a tényezőkről, amelyek befolyásolták a mozgalom fejlődését.

Ezek közül elsősorban a gazdasági tényezőt kell megemlítenünk, mert a rádiózás abban az időben sem volt olcsó mulatság. Figyelembe véve a korabeli alkatrész árakat, egy valamirevaló vevő- és adókészülék előállításának költsége kb. 200—300 pengő volt. Ha ehhez most hozzászámítjuk az adóengedély iránti kérvény költségeit (okmánybélyeg, vizsgadíj, ellenőrzési díj), melyek táviró adó esetén 70 pengőt, fónia adó esetén 100 pengőt tettek ki, érthetővé válik számunkra a nagy tömegek távolmaradása e hasznos, tudományos hobbitól. Ha egy adócső vagy egy speciális rövidhullámú forgó és a

család kenyere között kellett választani, nem volt kétséges, hogy melyik volt az előbbrevaló. A korabeli átlagkereset így csak kevesek számára tette lehetővé az amatőrkedést. Az amatőr lelkesedés kétségtelenül megvolt, az egyesület is igyekezett segíteni tagságát, tagdíjcsökkentéssel, különböző kedvezményekkel, de önmaga is segítségre szorult. Nem volt megfelelő sem az anyagi, sem az erkölcsi támogatás, és 4—5 év múltán sem rendelkezett megfelelő egyesületi helyiséggel, ahol a tagság „otthonra” lett volna. Az egyesület szűkös anyagi helyzete különösen a vidéki amatőröket sújtotta, akik csaknem teljesen magukra voltak hagyatva, számukra csak a „szakirodalom” nyújtott tanulási, képzési lehetőséget és a MRAE lassan fejlődő vidéki fiókhálózata. Eleven kapcsolatot jelentettek az amatőrök között a kör-QSO-k, a különböző „tesztek” és versenyek, melyek szakmai tapasztalatcserére is alkalmat adtak.

1933 elején a legalizálás és a „feketeadó” ügye még komoly problémát jelentett. Az egyesület egyre erőteljesebben szorgalmazta az unlis állomások vizsgálatát. Erre utal az 1933 februárjában megjelent cikk: „Néhány komoly szó az engedélyezetlen magyar amatőrökhöz”, melyben nyomatékosan felhívják az unlis-állomások tulajdonosait az amatőrvizsga letételére és az engedély megkérésére. És itt kell megemlítenünk a második tényezőt, mely erősen befolyásolta a mozgalom fejlődését. Az „unliskedés”, mint már előzőekben írtuk, „bocsánatos bűnnek” számított, de egyre inkább előtérbe került a politikai megbízhatóság kérdése. Adóengedélyt csak az kaphatott, aki abban az időben politikailag megbízhatónak számított és az uralkodó rendszer hívének tudhatta. A 30-as évek elején, konkrétan 1933 januárjában jelent meg az első hivatalos névsor az adóengedélyesekről. „Kerek negyvenen vagyunk már — írta a bevezetőben HAFIA, Nekolny Kurt — (16-tal elhagytuk már Ausztriát!), majdnem havonként jönnek ki új engedélyezések; sok változás is van és a régi ledőltek helyébe új nevek kerültek.” Igen, sok változás volt és a régi helyébe új nevek kerültek. A fasiszta államvezetés kb. ebben az időszakban vizsgálta felül a rövidhullá-

mú amatőrök politikai megbízhatóságát, melynek következtében egyre több hívójel mellé kellett odaírni — a név és pontos lakcím helyett — a „Meggzúnt” szócskát. Ilyen módon a magyar rövidhullámú rádióamatőr mozgalom társadalmi összetétele egészen másként alakult, mint ahogyan az a kezdeti időben megindult és egyre erőteljesebben érvényesült az osztályszemlélet, mely a tömegeket megfosztotta még a lehetőségétől is.

Az 1933-as esztendőnek két fontos eseményét őrizte meg az írott történelem számunkra. Az egyik a MRAE nemzetközi elismerése volt, a másik a madridi konferencia.

1933 január havában a MRAE választmányi ülése elhatározta, hogy kéri az egyesület felvételét a Nemzetközi Rádióamatőr Szövetségbe, az IARU-ba. A felvételi jelentkezést az IARU legközelebbi ülésén megtárgyalták és elfogadták, így Magyarország, illetve a Magyar Rádióamatőr Egyesülete hivatalosan is elismert tagja lett a nemzetközi szövetségnek. Ennek az elismerésnek igen nagy volt a jelentősége, mert ilyen módon az egyesület tárgyalóképes partnerré vált hazai és külföldi viszonylatban.

A másik feljegyzett esemény is örömdetes volt, nemcsak a hazai amatőr mozgalom, de a világ valamennyi amatőre számára is. A lap 1933 februári száma „Az amatőrök madridi sikerei” című cikkben számol be arról, hogy ezen a konferencián az amatőrök visszakapták összes rövidhullámú sávjaikat. Ugyanis 1929-ben Hágában megtartott konferencián erősen megnyirbálták az amatőrsávokat, teljesen elvették a 160 m-es sávot, a 80 m-esből pedig csak 100 kHz-et (3500—3600 kHz-ig) hagytak meg. A madridi konferencia után mind a 6 sáv (160, 80, 40, 20, 10 és 5 m-es) az eredeti frekvenciaterjedelemben az amatőrök rendelkezésére állt. Igaz, hogy a 6-ból csak kettő volt kizárólagosan az amatőröké, a 40 és a 20 m-es sáv, a többi osztott, a legkülönfélébb kísérleti és egyéb hivatalos állomásokkal volt közös.



A magyar rádióamatőr mozgalom történetében gyökeres változást hozott az 1934-es esztendő. A Rádió

alakuló közgyűlést. Kérjük a vidéki H-kat, ha tervünket helyeslik, értesítsenek csatlakozásukról egy levelezőlapon."

Az 1928 februári szám „Rádió Klubélet” rovatban találjuk az értesítést „A Magyar Rövidhullámú Amatőrök Egyesülete hivatalos közleményei” címen:

Január 2-án a H-tábor tagjainak egy lelkes csoportja megalakította a Magyar Rövidhullámú Amatőrök Egyesületét...

... az egyesület célja, hogy megteremtse a barátságos kapcsolatot rövidhullámmal foglalkozó amatőreink között és így egyesült erővel mozdítsa elő a rádióknak ezen nagyfontosságú ágazatát. Ébren tartja az érdeklődést, tudományos kísérleteket folytat és részt vesz testületileg a nemzetközi nagy kísérlet-sorozatokban, megszervezi amatőreinket, hogy segítkezzenek egymásnak és amellet kellő fegyelmet tartsonak, összeköttetést létesít az illetékes hatóságokkal, hogy a fennforgó kérdések intézményesen és az amatőrök meghallgatásával szabályozhatók legyenek. Egyesületi adóállomást állít fel és kapcsolatot létesít a külföldi amatőrökkel és azok egyesületeivel, egyszóval minden erejével azon lesz, hogy a magyar amatőrök nevének becsületet szerezzen, úgy itthon, mint a nagyvilág előtt.

Az alapszabályokat elfogadva, kimondta a közgyűlés, hogy hivatalos lapjává a Rádió Amatőrt választja.

Az egyesület vezetősége felkéri úgy a H-tábor tagjait, mint az összes magyar amatőröket, hogy minél számban lépjenek be az egyesületbe, hogy így egyesült erővel szolgálhassuk a közös célt."

Megszületett tehát az amatőrök munkáját szervező, érdekeiket képviselő első hazai szervezet! Az egyesület mai értelemben vett főtíckárává közfelkiáltással Nekolny Kurtot, EWH1-et választották. Nekolny Kurt a magyar rádióamatőr mozgalom egyik úttörője és alapítójaként a „Rádió Újság” 1934. május 25-i számában „Tíz év rövidhullámokon” című írásában többek között a következőket írta:

„Hozzánk Magyarországra 1927-ben került a rövidhullámú mozgalom és vele együtt megjelennek az első magyar feketeadók (unlisek) az éterben. Az 1927-es év augusztusában Washingtonban megtartott nemzetközi rádiókonferencián a Posta magyar kiküldöttjei is megismerkednek a rövidhul-

lámú amatőrmozgalom kamaly megjelenési formájával.

1927. október 29-én jön ki az első, a hivatalos utakat normálisan megtett „Engedély akirat: rövidhullámú táviró adó- és vevőberendezés létesítésére és üzemben tartására."

Ezután hamarosan szaporodott a magyar engedélyezett és engedélyezetlen rövidhullámú amatőr állomások száma. Sok magyar amatőr, mint figyelő kutató az éternek ezt a meglepetésekkel teli provinciáját, úgy, hogy 1928 évi január elején, amikor a magyar rövidhullámosok az egyik Duna-parti kávéház különtermeiben először találkoztak, örömmel állapították meg, milyen messze szétágazó gyökereket eresztett a mozgalom magyar talajban is.

A magyar hívójelnek hamarosan jó neve lett külföldön is, keresik a magyar állomásokat és QSL-lapjainkat..."

Az egyesület erőteljesen munkálkodott hazai és külföldi vonatkozásban egyaránt. 1928 júniusában már 200 fölé emelkedett a megfigyelők száma. A megalakulással szinte egy időben megszületett a rövidhullámú mozgalom jelvénye is. Áprilisban az egyesület létrehozta az első hivatalos QSL-irodát. A megalakulástól eltelt néhány hónap elegendő volt arra, hogy külföldön is tudomást szerezzenek a magyar egyesület létrejöttéről. A MRAE áprilisi hivatalos közleménye szerint:

„Az egyesületet ma már az egész világon ismerik és mindenhol a legmelegebb üdvözlő levelek futnak be, amelyekben külföldi testvér egyesületek biztostják a legmesszebb menő támogatásról és a legszorosabb együttműködés óhaját jutatójk kifejezésre.

Az ország határain belül is megalakítására (a MRAE megalakítására — a szerk. megjegyzése) mindenhol felfigyeltek, állandóan új és új tag csatlakozik, a vidéken egyesületi csoportok alakulnak, amelyek támogatni akarják azt a tábor, mely két hónap alatt átszötte a világtérképet összekötő szálakkal."

A húszas évek végére — alig négy év elteltével, hogy a Rádió Amatőr megjelent és elkezdte a szervező munkát, az Egyesület is csak három évre tekinthetett vissza, a lelkes amatörgárda már túlhaladta az 500-at. Igaz, az adóengedélyek csak lassan szaporodtak, de ebben az időben még bocsánatos bűn volt az unlisedés és a „feketeadók” száma közel azonos volt az engedélyezett adók számával.

A MRAE állandóan szorgalmazta az unlis állomásokat, hogy vizsgálzának le, és kérjenek adóengedélyt. Az állomások nagy többsége élt is a lehetőséggel, levizsgázott és rövidesen meg is kapta az engedélyokiratot.

1929 januárjától megváltozott a hazai hívójel rendszer. A korábbi EW hívójel megszűnt és helyette a HAF kombinációból álló hívójel kapták az amatőrállomások. HA—Magyarország és F—amatőrállomás. Így lett az EWH1-ből HAF1a, az EWH2-ből HAF2b stb.

A magyar rádióamatőr-társadalom a mozgalmi munka mellett a harmincas évek elejére szakmailag is erőteljesen felfejlődött. A nagyszerű eredmények oroszlánrészese elsősorban a lap, illetve azok a szakemberek, akik azon fáradoztak, hogy cikkeik, tanításaik nyomán a magyar amatőrök minél hamarabb elérjék a nemzetközi színvonalat. Röviden szólva a fő cél az volt, hogy ne maradjunk le nagyon a környező országoktól. A kezdeti időszak kezdetleges 2—3 W-os adóit felváltották a modernebb „nagyobb teljesítményű” 10—15 W-os adók. A vételtechnika területén a 0—V—1 mellett megjelentek a nagyobb érzékenységet és főleg nagyobb szelektivitást biztosító szuperkészkülékek. Az amatőrök azt is hamar felismerték — akár adásról, akár vételről volt szó, hogy ide is, oda is legfontosabb a jól méretezett és jól kihangolt antenna. A lap erre is igen nagy súlyt fektetett, és nem kisebb személyiségeket kért fel egy antenna cikksorozat megírására, mint az osztrák J. Fuchst, aki az általa feltalált többsávú antennát ismertette sorozatában.

A harmincas évek eleje technikai szempontból még egy igen fontos fordulatot hozott. A ma egyszerűnek tűnő, akkor azonban nagy problémát jelentő energia kérdését oldotta meg. Igen nagy költséget jelentett a különböző akkumulátorok és telepek használata, a nagyobb teljesítményű adók üzemeltetése. A „hálozáti anódpótló” alkalmazása egyszerűen megoldotta az amatőrök energiaproblémáját. 1930-tól kezdve egyre-másra jelentek meg a hálózatról működő adó-és vevőkészülékek. Az adóengedélyek is ennek megfelelően módosultak, amint az egyik szerző írta:

„Tekintettel arra, hogy a Posta Vezérgazgatáság az újabb adóengedélye-

működött a Ganz—Danubius Gép és Vagon Gyárban. A műegyetemi Rádió Club pedig még korábban 1924-ben alakult, azzal a céllal, mint ahogyan a lap írta: „*hogy legalább egy, a rádióval foglalkozó egyesület legyen Magyarországon. Erre hivatottabb helyet, mint a Műegyetemet nem lehetett volna találni...*” De két-három esztendő leforgása alatt tömegesen alakultak a rádióklubok: Dél-Magyarországi Rádió Club, Nyugat-Magyarországi Rádió Club, Somogy megyei Rádióamatőrök Clubja, Kaposvári Amatőr Club, Ózdi Rádióamatőrök Egyesülete stb., melyek a rádióamatőr-élet centrumai lettek.

A „Rádió Amatőr” 1927 januári száma közli „A rövidhullámokról” című cikkét, mely már kifejezetten a rövidhullámú amatőrök munkájáról szól.

„A rádióamatőr mozgalom egyik legszebb és legnagyobb eredménye, — írja a szerző — a rövidhullámok használhatóságának és nagy előnyeinek felismerése és birtokba vétele. Ma már az amatőrök csak rövidhullámokon adnak és ez az új sport: az adás és vétel külföldön már rendkívül nagymértékben elterjedt...”

A cikk a továbbiakban azzal foglalkozik, hogy „miben áll az amatőr adásport? — és némi reménnyel fejezi be:

„... ebben a rovatunkban ezért elsősorban a rövidhullámú vevőkészülékekkel fogunk foglalkozni, abban a reményben, hogy már nincs messze az az idő, amikor a többi kultúráltnak példáját követve, az amatőr adást nálunk is engedélyezni fogják.”

A lap 1927 áprilisi számától kezdve már állandó rovatként jelenik meg a „Rövid Hullámokon” című közlemény, kizárólag rövidhullámú megfigyelő és adóamatőrök számára. Ekkor közlik az első adókészüléket is, mely egy 3W-os Hartley adó a 43—47 m-es hullámhosszra. A szerző nemcsak az adástechnika megtanulására ösztönöz, hanem elsősorban a morzejelek adás-vételére. Nagy gondot fordított a lap az adóamatőrre válás előiskolájára, a megfigyelő amatőrök munkájára is, így írt:

„Amint kellő számban lesznek rövidhullámok vételével foglalkozó amatőrök, a Magyar Rádió Amatőr meg fogja szervezni a magyarok H-táborát.”

A rádiós mozgalom egyre erősödött és szinte hónapról hónapra „mérhetően” emelkedett a rádió-

klubok létszáma. Ennek következtében a lap még céltudatosabban dolgozott abban az irányban, hogy minél jobban felkeltse az érdeklődést a rövidhullámú munka iránt. Az 1927 júniusi számban a lap egyik szerkesztője Kemény István írt egy nagyszerű cikket „Az amatőradásról”. A cikk első sorban az amatőr forgalmazással és etikai kérdésekkel foglalkozott. Ez volt az első olyan írás a magyar szakirodalomban, amely konkrétan leírta, hogy miként dolgoznak a rövidhullámú amatőrök. Elegendő csak az alcímeket felsorolni, mert már azokból is kitűnik a szervező szándék: *Miért adnak az amatőrök rövidhullámokon? Az amatőradás célja. A rövidhullámú vétel jelentősége. A Morse-jelek megtanulása. Miről beszélgetnek az adóamatőrök egymással? Hogyan találunk egymásra az adóamatőrök? A QSL-jevelezőlap. Tehát az érdeklődő a miért, mit, hogyan kérdésekre — a korabeli lehetőségekhez képest — kimerítő, egyben útmutató választ kapott. A cikk végén jelentős a lap kezdeményezése is, mert bejelenti, hogy „A magyar amatőrök munkáját megkönnyítendő elhatározta a Magyar Rádió Amatőr egy QSL Továbbító — felállítást”. Az elhatározást tett követte, mert már 1927 júliusában működött is az első magyar QSL-iroda: „Végre megindult a tevékenység a rövidhullámok terén is, aminek legbiztosabb jele a hozzánk befutó QSL-kártyák.”*

Még e júniusi számban megtaláljuk az első hívójel táblázatát is, melyet a Párizsban 1924-ben alakult IARU, International Amateur Radio Union adott ki. A hívójelek két részből tevődtek össze: az első kettő a földrész, illetve országot jelentette, az ezek után következők az illető állomás egyéni megjelölésére szolgáltak.

Néhány Európának kitulalt hívójel:

EA—Ausztria, EB—Belgium, EC—Csehszlovákia, ED—Dánia, EF—Franciaország, EG—Nagy-Britannia, EH—Svájc, EI—Olaszország, EJ—Jugoszlávia, ER—Románia, ES—Finnország, EU—Oroszország és Ukrajna, EW—Magyarország, EX—Luxemburg, EY—Görögország.

A júniusi szám amatőrsorozatát a teljes Q-kód és az amatőr rövidtűk közlése tette teljessé.

A lap műszaki szempontból is állandóan istápolta a születőben levő mozgalmat. Rendre jelentek meg

azok a cikkek, amelyek segítettek a kezdőknek „elindulni” a rövidhullámzás útján: O—V—1-es vevő. Hogyan is tanuljunk morzézni? 3 W-os Hartley-adó, Módszerek a Morse-jelek megtanulására, O—V—1 két-rácsos lámpával. Az ultrarövidhullámokról, Az IARU által megállapított hullámterületek.

A megfigyelőtábor megszervezésére irányuló törekvést is siker koronázta, 1927 októberében már kiadták a 001—024-ig terjedő megfigyelőszámokat, mely novemberben 054-re, decemberben 084-re és 1928 januárjában már 106-ra emelkedett. Hivatalos egyesület ekkor még nem volt, de már 1927 decemberéig két adóengedélyt is kiadtak, az egyiket EWH1 hívójellel Nekolny Kurt a magyar rövidhullámú amatőrmozgalom egyik lelkes úttörője kapta, aki majd nagy szerepet játszik a megalakítandó egyesületben.

A megindult rövidhullámú amatőr élet „mércejének” foghatjuk fel a lap ugyancsak 1927 októberi számában megjelent közleményt, helyesebben mondva felhívást, mely szerint az EWkk, EWmi, EWyg „állomások” részére QSL-ek érkeztek. A szerkesztőség kérte a QRA-k közlését, hogy a lapokat elküldhesse — a nyilvánvalóan „unlis” állomások részére. 1928 januárjában a „QSL-továbbító” már az 1000-ik QSL-lapot is kiközvetített. Így lassan megérett a helyzet arra, hogy a hazai rövidhullámú munkával foglalkozó amatőrök szervezetbe tömörüljenek. Egy rádióamatőr-egyesület megalakítása — az erők egyesítése mellett — azért is fontos volt, hogy legyen egy szerv, mely hivatalosan is képviseli az amatőr érdekeket és a nemzetközi amatőréletben is elismert.

A „RÁDIÓ AMATŐR” 1928 januári számában találunk egy fontos közleményt „Magyar Rövidhullámú Amatőrök Egyesülete” címen: „A H-tábor budapesti tagjai már két ízben összejövetelt tartottak és januártól kezdve minden hónapban egyszer az eskütéri Modern Kávéházban találkoznak. Ezen az összejöveteleken elhatároztuk, hogy megalakítjuk a Magyar Rövidhullámú Amatőrök egyesületét, és ezért a következő összejövetelen, mely január 2-án du. 6 órakor lesz a Modern Kávéház különtermében, megtartjuk az

A magyar rövidhullámú rádióamatőr-mozgalom rövid története

Stefanik Pál okl. vill. mérnök HASBT

A rövidhullámú rádióamatőr-mozgalom csaknem egyidős a hivatalos rádiózással. A nagy forradalmi tárlalmány, mely a XIX. század utolsó évtizedében született, nagy diadalútját csak a XX. században kezdte meg. Az emberek — még ma is fantasztikusnak tűnő álma — a vezeték nélküli elektromos hírközlés megvalósult. Az emberiség történetében nem volt még egy olyan találmány, mely oly nagymértékben befolyásolta volna az emberi életet és amelynek további fejlődése annyira megváltoztatta volna az emberiség egész arculatát. A kezdeti néhány száz méteres áthidalt távolság igen rövid idő alatt 1000 mérföldekre nőtt, másodpercekre és percekre zugorította az időt és szinte kéznyújtásnyira hozta egymáshoz a távoli földrészeket, napjainkban pedig már a távoli világokat is. A tudósok és kutatók legkiválóbbjai közel fél-évszázadon keresztül munkálkodtak azon, hogy ez a nagy álom valóra váljon.

Már e kutatómunkák során a hivatásos tudósok és ha szabad így fogalmazni, szakemberek mellett ott voltak — és nem is kevés számban — a „névtelenek” is, a nem hivatásosak, kiknek nevét nem öröklötte meg a történelem, de akiknek a munkája méltó az utókor tiszteletére és a megemlékezésre.

Az első adási kísérletek — mint közismert — szikratávíróval történtek. Egy nagyfeszültséget előállító szikrainduktor, szikraközzel és az arra közvetlenül rákapcsolt „antenna” alkotta az első adókészüléket. És bár időközben (1906) megszületett az első elektroncső is, még hosszú időn keresztül, csaknem a húszas évek elejéig az adók többsége szikrainduktorral és kohérral működött. A technikailag fejlett országokban a hivatalos szikraadók mellett szinte egyidejűleg megjelentek „az amateur” szikraadók is, melyek bizony nem kevés zavart okoztak a forgalomban. Korabeli feljegyzések szerint már 1911-ben New York közelében 500 amatőr állomás dolgozott és — zavarta a hivatalos forgalmat.

Az éterben tehát rendet kellett teremteni és a rádiózás kezdetétől felmerült jogi és adminisztratív problémákat meg kellett oldani. 1912-ben összeült az első rádiókonferencia, mely igyekezett rendet teremteni a 200 métertől 20 km-ig terjedő frekvenciatartományban. Ezen a konferencián (washingtoni) jelentek meg az amatőrök képviselői azzal a kéréssel, hogy jelöljenek ki az amatőrök számára egy „hullámterületet”, ahol kizárólag csak ők munkálkodhatnak. A konferencia helyt adott a kérésnek és az akkori felfogás szerint hasznavehetetlennek vélt 200 m-en aluli területet utalta ki számukra, úgy gondolván, hogy egyszer és mindenkorra elintézték az „amatőrkérdést.”

Néhány esztendő elteltével azonban meglepő hírek kezdtek terjedni: az amatőröknek sikerült hihetetlen kis energiával igen nagy távolságokat áthidalniok. A húszas évek elején kis készülékeikkel összeköttetést létesítettek az Atlanti-óceánon keresztül, sőt 1924-ben megszületett az első nagytávolságú ún. DX összeköttetés Anglia és Új-Zéland között, az áthidalt távolság 20 000 km volt. Ezekre az eredményekre, jobban mondva a rövidhullámokra, melyek lehetővé tették az akkor még megmagyarázhatatlan „csodát”, most már a hivatalos körök is felfigyeltek. Az amatőrök felfedezték tehát a rövidhullámú sáv tartomány használhatóságát, bebizonyították, hogy nagytávolságú összeköttetésekre csakis a rövidhullámok alkalmasak. E nagyszerű felfedezést követő időben megindult a harc az új hullámsávok birtoklásáért, a felfedezőket pedig éppen hogy csak megtűrték az általuk felfedezett hullámtartományokban.



A rádió csodája egy kissé késve érkezett meg hazánkba. A hivatalos műsorszórás is csak a húszas évek derekán (1925) kezdődött, bár már az első világháború alatt működött a csepeli szikratávíró. Megjelent néhány szakkönyv is, melyekben a szer-

zők igyekeztek bevezetni az olvasót a rádiózás titkaiba: Kreuzer Géza: „A szikratávíró” 1912, Dr. Incze György: „Rádiótelefon a gyakorlatban” 1924, E. Redpath: „Drótnélküli távíró és telefon — hogyan csináljuk meg magunk a rádiókészüléket?” 1924, Bella Andor és Bella József: „A rádiótelefon”, valószínűen 1920 előtti kiadás, Molnár János: „A rádiótelefon elméleti és gyakorlati ismeretése, rádióamatőr kézikönyv” 1924.

Az igazi fellendülést és az amatőr-mozgalom szervezését azonban az 1926 október havában megjelent „Rádió Amatőr” című havi szakfolyóirat valósította meg. A lap hasábjain megjelenő cikkek tudatosan a rövidhullámú munkára hívták fel a figyelmet. Azért kellett így fogalmaznunk, mert abban a kezdeti időben tulajdonképpen „rádiómozgalomról” volt szó. Az amatőr elnevezés akkor azokra illett rá, akik foglalkozásuktól függetlenül, magánszorgalomból igyekeztek elsajátítani a rádiózás tudományát és főleg egyszerű, detektoros, egy-vagy két-„lámpás”, a műsorszóróadók vételére alkalmas készülékeket szerkesztettek. A buzdításra már csak azért is szükség volt, mert a hírközlés elmélete, de gyakorlati is hosszú időn keresztül monopólium volt. A lap 1926 novemberi számában így írt:

„Egy évtizeddel ezelőtt még titkos tudománynak tekintették a drótnélküli telefont és kínosan vigyáztak arra, hogy minél kevesebb jusson belőle nyilvánosságra.”

A rádiózással — természetesen — elsősorban a szakmában dolgozó értelmiségiek, mérnökök, technikusok, a posta szakemberei foglalkoztak.

A 20-as évek derekára különösen a műsor szórás megkezdése után megszorodott az amatőrök száma, akik közül egyre többen kezdtek foglalkozni a rövidhullámú technikával. A lap munkálkodása és szervezése nyomán egymás után alakultak nálunk is a különböző „Rádió Clubok”. Így első ízben a lap 1926 decemberében ad hírt „Egy magyar rádió klubról”, amely már egy év óta (1925)

Előszó

Már régi-régi elképzelés volt egy magyar rádióamatőr kézikönyv megjelentetése. Talán 25 esztendőnél is több eltelt azóta, mióta megszületett a gondolat, hogy a magyar rádióamatőr mozgalom fejlesztése, főleg a fiatal amatőrnemzedék tanítása érdekében szükség lenne egy rádióamatőr kézikönyvre.

Műszaki könyvkiadásunk az eltelt negyedszázad alatt inkább a külföldön megjelentetett kézikönyvek (vagy azoknak mondott) lefordításával igyekezett az állandóan jelentkező igényt kielégíteni, semhogy magyar szerzői gárdát bizott volna meg a könyv megírásával. Bár az ilyen témájú szakkönyvek is nagy népszerűségnek örvendtek, de sok nehézséget okozott — főleg a készülékek megépítésénél — az eltérő alkatrész választék, mégis kelendőek voltak — nem lévén más helyettük. Különösen az utóbbi években éreztük hátrányosnak helyzetünket, mert a régi amatőrkönyvek elfogytak, az igény pedig — az amatőrmozgalom gyors fejlődésével méginkább megnőtt.

„A rádióamatőrök kézikönyve” elsősorban a rádióamatőröké, azoké, akik szenvedélyből foglalkoznak a rövidhullámú technikával, akik igyekeznek megismerni ezt a csodálatos szép technikát a maguk örömeire és a közösség hasznára. A könyv tematikáját tehát e szempont figyelembevételével állítottuk össze. Azonban azt is meg kell mondanunk, hogy mindenki, aki most akar megismerkedni a rádiózás „tudományával”, hasznosan forgathatja e könyvet, mert a későbbben tanulmányozandó magasabb fokú szakirodalom megértéséhez elegendő alapot nyújt. Minden kezdő amatőrnek és a híradástechnikát megismerni vágyóknak éppen ezért figyelmébe ajánljuk.

Mit tartalmaz a kézikönyv?

Ha röviden akarnánk válaszolni a kérdésre, akkor azt mondhatnánk, hogy minden alapvető dolgot, amit egy rövidhullámú amatőrnek tudnia kell ahhoz, hogy a megfelelő vizsgákat letegye az adóengedély megszerzéséhez.

Részletesebben:

Elsősorban röviden tartalmazza a magyar rövidhullámú amatőrmozgalom történetét — ahogyan mondani szokás — nem a teljesség igényével. Márcsak azért sem lehetett teljességre törekedni, mert a hivatalos dokumentumok 1928-tól 1944-ig bezárólag — a háborúban elpusztultak. Így sok esetben csak következtetni lehetett egyik vagy másik eseményre, történetre, de reméljük, hogy ennek ellenére a valóságot hűen írtuk le és ennek során nem követtünk el nagyobb hibát. Egy olyan mozgalom történetének a megírása, mint az amatőrmozgalom, melyből a felnövekvő generáció most ismerkedik a múlttal — erényeivel és hibáival — nemcsak felelősség, hanem lelkiismeret dolga is!

Mint minden amatőr kézikönyv, a mi könyvünk is nagy súlyt fektet az elektronika és híradástechnika alaptörvényeinek ismertetésére, a különböző alkatrészek elektromos tulajdonságaira, viselkedésükre az áramkörökben. Ezek közé sorolhatók a csövek és a félvezető eszközök is.

A „Tápegységek” fejezet nemcsak az adóamatőröknek ad hasznos tanácsot, hanem mindenkinek, aki híradástechnikával foglalkozik. Kis és nagy feszültségű tápegységek kapcsolását ismertetjük az elvi rész után.

Kifejezetten amatőr témákat ismertetünk a következő fejezetekben. Rövid és ultrarövidhullámú vevők, rövid és ultrarövidhullámú adók, trasceivererek, adók billentyűzése, modulációs eljárások, SSB, DSB, RTTY és SSTV. Majd az antennás fejezet következik, melynek tanulmányozása mindenkinek hasznos lehet: hullámterjedés, tápvonalak, rövid- és ultrarövidhullámú antennák különböző típusaival ismerteti meg az olvasót.

A „Méréstechnika” fejezet ismét széleskörű érdeklődésre tarthat számot, hiszen a mérési eljárások alapjait, egyszerű mérőeszközöket ismertetünk e fejezetben.

A leendő amatőrnek elengedhetetlenül fontos megtudnia, mi történik egy amatőr állomáson, mit, miért és hogyan kell csinálni. Erre a sok fontos kérdésre ad választ „Munka az amatőr állomáson” című fejezetünk.

Kézikönyvünket nemzetközi amatőr hívójel táblázat, cső és félvezető katalógus zárja.

Szeretettel ajánljuk e könyvet mindazoknak, akik el szeretnék sajátítani a rövidhullámú munka „tudományát”, amely végső soron nem is olyan ördögös feladat.

Jó tanulást, sok sikert és a rövidhullámú munka során sok-sok DX-et kívánunk amatőr barátainknak!

Budapest 1978.január hó

Vy 73 es best DX!

A szerkesztő

RÁDIÓAMATŐRÖK KÉZIKÖNYVE

Szerkesztette:

Stefanik Pál főszerkesztő
okl. vill. mérnök HA 5 BT

Írták:

Békei Ferenc okl. vill. üzemmérnök HA 5 KU

Bucsás Péter okl. vill. mérnök

Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök

Győző József okl. vill. mérnök HA 5 Df

Dr. Gschwindt András okl. vill. mérnök
HA 5 WH

Kollár Ernő HA 5 DB

Dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5 BK

Hídvégi Tibor okl. vill. mérnök HA 5 BB

Nánási Kálmán HA 5 DR

Rózsa Sándor okl. vill. mérnök

Stefanik Pál okl. vill. mérnök HA 5 BT

A könyv ábráit **Tárkányiné Tóth Erzsébet**
rajzolta

TARTALOMJEGYZÉK

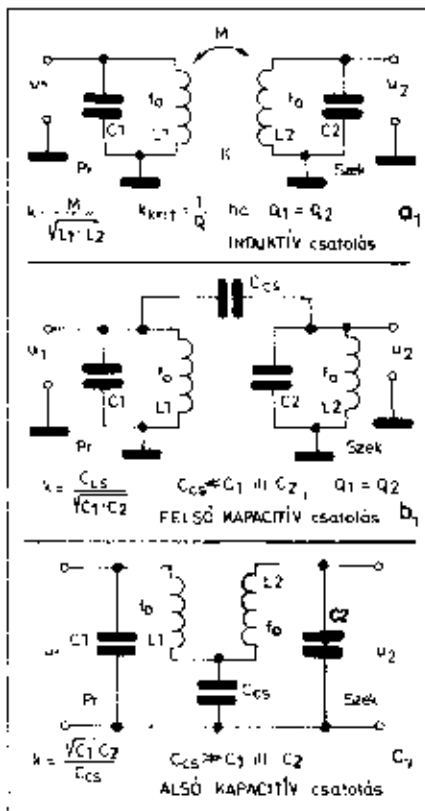
Előszó	3
A magyar rádióamatőr mozgalom rövid története...	4
Az elektrotechnika és híradástechnika alaptörvényei	14
Elektroncsövek	39
Félvezetők	49
Tápegységek	59
Rövidhullámú vevőkészülékek	95
Ultrarövidhullámú vevőkészülékek	130
Rövidhullámú adókészülékek	149
Ultrarövidhullámú adókészülékek	179
Adó-vevő készülékek	195
Billentyűzés	229
Amplitúdó moduláció	241
Frekvencia moduláció	247
Vívő nélküli amplitúdó moduláció	253
Gyakorlati SSB áramkörök	264
A távirógép (RTTY) technika alapjai	283
Hullámterjedés	295
Rövidhullámú antennák és tápvonalak	308
Ultrarövidhullámú antennák	323
Az amatőr rádióforgalom interferencia-zavarai	329
Méréstechnika	337
Műholdak rádióamatőrök számára	376
Hogyan dolgozzunk az állomáson?	385
Amatőr forgalmi rövidítések	397
Katalógus	408

Kiadja: Zrínyi Katonai Kiadó
A kiadásért felel: a Zrínyi Katonai Kiadó parancsnoka



76.0039 — Athenaeum Nyomda, Budapest — Rotációs mélynyomás
Feloldó vezető: Soproni Béla vezérigazgató

ISBN 963. 324. 5



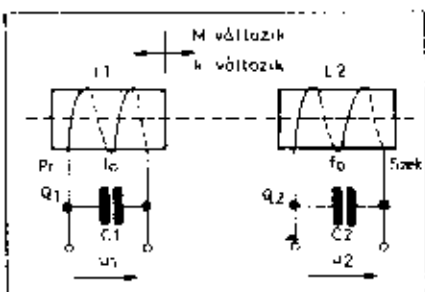
1.16. ábra

ára hangolt rezgőkört használunk olyan elrendezésben, hogy a bemeneti kör után következő erősítő elemek is egy-egy rezgőkört táplálnak, úgy mint ahogy az 1.15. ábra mutatja, akkor a szelektivitása javul; a rezgőkörök hatása összegeződik. Tovább javul a helyzet és mind jobban közelíthető az ideális átviteli görbe esete, ha csatolt köröket használunk.

1.13. Csatolt rezgőkörök

A csatolás különleges kapcsolatot két rezgőkör között. A kapcsolat olyan, hogy az első kör (primer) energiájának egy részét átadja a másik (szekunder) körnek, közben saját maga is a másik rezgőkör visszahatása alá kerül.

A rezgőkörök együttműködésének módja szerint a csatolás lehet: induktív (transzformátoros) csatolás (1.16a ábra).



1.17. ábra

felső kapacitív csatolás (1.16b ábra), alsó kapacitív csatolás (1.16c ábra).

1.44. Csatolási tényező

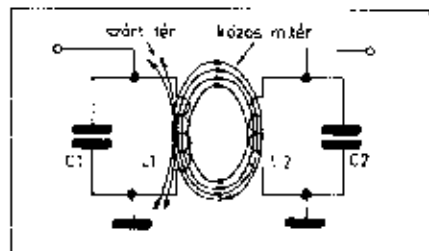
A csatolási tényező arányos a primer körből a szekunder körbe ténylegesen átvitt energiával. A csatolási tényezőt k betűvel jelöljük. Induktív csatolás esetében a csatolási tényező a két adott tekercs egymáshoz viszonyított helyzetétől függ (1.17. ábra). Két induktív csatolási rezgőkör csatolási tényezője, a rezgőköri tekercsek csatolási tényezőjével azonos. Ez természetes, hiszen az 1.18. ábra alapján belátható, hogy a tekercsek között az energiátalálás a mindkét tekercset átjáró, közös mágneses tér révén jön létre.

A k -t meghatározhatjuk számszerűen is:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}$$

ahol M a kölcsönös indukciós tényező, a két tekercset átjáró közös mágneses térrel van kapcsolatban. Az M megadja, hogy az egységnyi idő alatt bekövetkező, egységnyi primeráram-változás hatására, milyen nagyságú a szekunder tekercsben létrejövő feszültség:

$$u_2 = - \frac{d\Phi_2}{dt} \cdot M$$



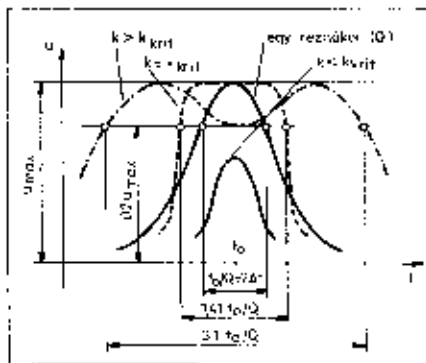
1.18. ábra

Az M mértékegysége henry, hasonlóan az önindukciós tényezőéhoz.

A csatolt körökről amit eddig megemlítettünk, általánosságban igazak. A híradástechnikai gyakorlatban azonban nagy jelentősége van az azonos Q -jú és azonos frekvenciára hangolt csatolt köröknek. Vagyis amikor $Q_p = Q_{max}$ és $f_{s1} = f_{p1}$. Ebben az esetben lesz ugyanis az átviteli görbe f_0 -ra szimmetrikus. A továbbiakban amikor csatolt rezgőkörökről beszélünk, mindig feltételezzük, hogy $Q_p = Q_{max}$ és $f_{s1} = f_{p1}$ eset fennáll!

1.45. Két rezgőkör induktív csatolása

Az 1.17. ábra elrendezésében, a tekercsokat egymáshoz közelítve (növeljük a k -t) azt tapasztaljuk, hogy a k növelésével változik a csatolt rendszer átviteli görbéjének alakja (1.49. ábra). Az átviteli görbéken három lényeges eset különböztethető meg.



1.49. ábra

1. Amikor az átviteli görbe még éppen egypúpú. Ezt az esetet kritikus csatolásnak nevezik. A kritikus csatoláshoz tartozó k tényezőt egyszerű módon számíthatjuk ki:

$$k = \frac{1}{Q} \cdot k_{krit}$$

Fontos jellemzője a kritikus csatolásnak, hogy a csatolt rendszert alkotó rezgőkörök egyedi sávzélességhez képest 1,41-szerese a csatolt rendszer sávzélessége. Az 1.42 fejezetben, a 2. számú példánál $Q = 100$ és $B = 10$ kHz volt. Ha ilyen rezgőkörből két darabot kritikus csatolásba hozunk, az eredő sávzélesség 14,1 kHz-re növekszik.

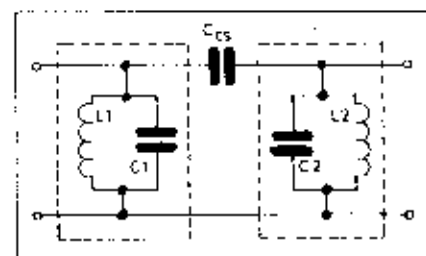
A kritikusan csatolt rendszerek szelektivitása sokkal jobb, mint egyetlen rezgőköré. Jól mutatja ezt az 1.49. ábra, ahol a kritikusan csatolt körök átviteli görbéje „szögletesebb”, mint az egyetlen köré.

2. Az átviteli görbe egypúpú, de a $k < k_{krit}$ ezt az esetet leza csatolásnak nevezik. Ilyen csatolást ritkán alkalmaznak.

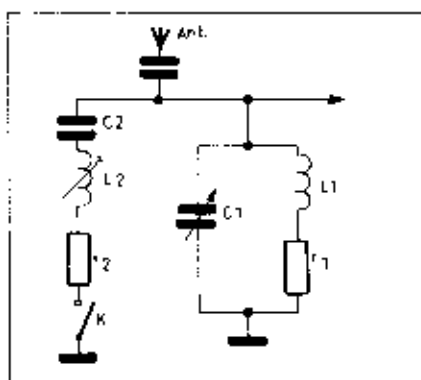
3. Az átviteli görbe kétpúpú, a $k > k_{krit}$. A szoros csatolás esete. A csatolást olyan mértékig növelik, hogy az f_0 -nál fellépő hirteljes mértékű 0,3 · U_{max} legyen (az átviteli görbe magassága 0,7 · U_{max}). Az ehhez az esethez tartozó csatolási tényező $k = 2,4 \frac{1}{Q}$, és a sávzélesség pedig az alkotó körök egyedi sávzélességének 3,1-szerese.

1.46. Felső kapacitív csatolás

Az induktív csatolású rezgőkörökből kialakított sávzűrő rendszerint jó



1.50. ábra



1.12. ábra

rezgőkör. Ezt az úgynevezett szűvőkört minél nagyobb Q-júra kell készíteni. Vegyünk fel $Q_1 = 150$ -es értéket, ez még megvalósítható. C_1 értéke legyen $20 \mu\text{F}$. $f_0 = 1187 \text{ kHz}$.

$$I_{2s} = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_1^2} = \frac{1}{4 \cdot 0,87 \cdot 1,187^2 \cdot 20 \cdot 10^{-12}} \approx 809 \mu\text{H}$$

A párhuzamos rezgőkört 1187 kHz -en a soros rezgőkör rezonanciellenállása sántíti.

$$Z_{\text{min}} = r_2 = \frac{\omega L_2}{Q_1} = \frac{6,28 \cdot 1187 \cdot 10^3 \cdot 0,910^{-6}}{150} = 44,6 \text{ ohm}$$

A K kapcsolóval a szűvőkört ki lehet iktatni, ha nem szükséges a helyi adó lezívása. Az I_2 tekercset úgy szokták kiképezni, hogy a hangoló vasmaggal kis mértékben hangolható, ezáltal beállítható a legkedvezőbb hatás.

1.12. A rezgőkörök sávszélessége és szelektivitása

Az 1.13. ábrán ismét felrajzoltuk a párhuzamos rezgőkör átviteli görbéjét. A görbén és a koordinátarendszelen bejelöltük a jellegzetes pontokat, amelyek meggyezés szerint a sávszélességet meghatározzák. Az U_{max} feszültség $0,7$ -szeresénél az elhangolás jobbra és balra B nagyságú. A $2 \cdot B$ frekvenciatávolságot sávszélességnek (B) nevezik.

Más szavakkal tehát a sávszélesség azon f_0 körüli frekvenciák távolsága egymástól, melyekhez a rezonancián mérhető maximális feszültség 70% -a tartozik. A sávszélesség szoros összefüggésben van a rezgőkör jósági tényezőjével, a Q -val. Könnyen megjegyezhető képlet adja meg a kapcsolatot a sávszélesség és a Q között.

$$2 \cdot B = \frac{f_0}{Q} = B$$

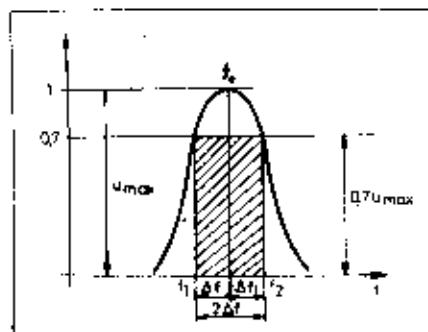
Az amatőr gyakorlatban nagy jelentősége van az előbbi egyszerű egyenletnek. Ha az egyenletben a három mennyiség közül kettő ismert, a har-

madikat ki lehet számítani. Az f_0 és a $2 \cdot B$ méréssel meghatározható, és így a Q -t ki tudjuk számítani. Nézzünk két egyszerű szám példát.

1. A rezgőkör rezonancia-frekvenciája $f_0 = 3,5 \text{ MHz}$, jósági tényezője 120 . Mekkora frekvencia sávon belül nem lépi túl a feszültségesés a rezgőkörön a 30% -ot? Nyilvánvaló, hogy éppen a sávszélesség ez a frekvenciasáv, tehát:

$$B = \frac{f_0}{Q} = \frac{3,5 \cdot 10^6}{120} = 29,166 \text{ kHz}$$

2. Határozzuk meg az alábbiakban megadott rezgőkör sávszélességét és a hangoló kapacitást 1 MHz -en!



1.13. ábra

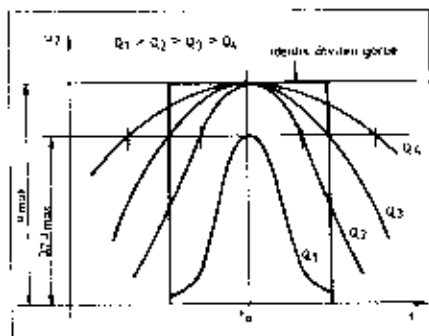
$$Q = 100 \quad C = ? \\ L = 460 \mu\text{H} \quad B = ? \\ f = 1 \text{ MHz}$$

C -t a Thomson-képlettel tudjuk kiszámítani:

$$C = \frac{1}{\omega^2 \cdot L} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 10^6 \cdot 460 \cdot 10^{-6}} = 9,86 \cdot 10^{-12} = 9,86 \text{ pF} \\ B = \frac{f_0}{Q} = \frac{10^6}{100} = 10^4 \text{ Hz} = 10 \text{ kHz}$$

Mi a jelentősége a sávszélességnek az amatőr gyakorlatban? Meddig érdemes a jósági tényezőt növelni?

Vegyük sorjában a dolgokat. Amplitúdó-modulált adónál az előállomások vívőfrekvenciájától jobbra és balra



1.14. ábra

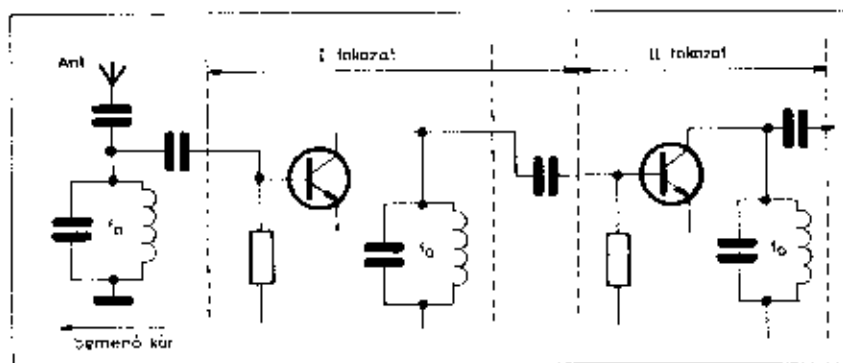
egy-egy sávon foglalnak helyet a modulációt tartalmazó oldalsávok (erről majd a későbbiekben lesz részletesen szó). Nemzetközi előírások értelmében a műsoradó állomások egymástól 9 kHz -re foglalhatnak helyet.

A túlságosan kicsiny sávszélesség a hasznos jelsávot fogja eszontítani, míg a nagy sávszélesség eredménye az lesz, hogy egyszerre több adó is hallhatóvá válik.

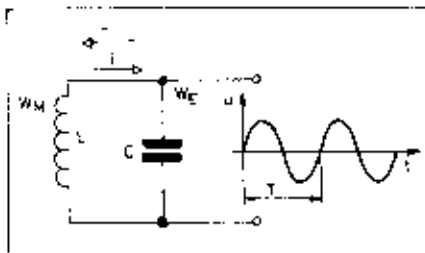
Alacsony f_0 -nál (1 MHz alatt) az előbbi eset, míg magasabb f_0 -nál (1 MHz felett) az utóbbi eset áll többnyire elő. (Az 1. példa jól mutatja a számzerő helyzetet. A $3,5 \text{ MHz}$ -nél – amatőr sáv! – adókat közel 30 kHz sávszélességben kb. 10 amatőr összeköttetést lehet létesíteni.) További kellemetlenségre mutat rá az 1.11. ábra. Különböző Q -jú rezgőkörökkel ábrázoltunk (behoztuk a $0,7 \cdot U_{\text{max}}$ vonalat). Figyeljük meg, hogy ahogyan növekszik a sávszélesség, úgy laposodnak az átviteli görbék, vagyis a rezgőkör állomásválasztó képessége eszikton.

Berajzoltuk az ideális átviteli görbét is. Az ilyen rezgőkörnél, ténylegesen az volna a helyzet, hogy a sávon kívül semmilyen adónak a jelére nem „reagálna”. (Ilyen rezgőkört a valóságban nem lehet készíteni. A csatolt körök alkalmazásával azonban jól meg lehet közelíteni ezt a „szögletes” átviteli görbét.)

A rezgőköröknek azt a tulajdonságát, hogy milyen mértékben képesek, adott sáv szélesség mellett az állomásokat egymástól elválasztani, szelektivitásnak nevezik. Ha a csatlakozókban több, azonos frekven-



1.15. ábra



1.38. ábra

korlatban valóságos (nem ideális, veszteségmentes) L-ből és valóságos C-ből épülnek fel. A Thomson-képlet a valóságos rezgőkörök rezonanciafrekvenciájának meghatározására is alkalmas, bár az elméleti számítások szerint I_0 -t nem pontosan adja meg, de a tévó oly kicsiny, hogy a gyakorlatban nincs jelentősége.

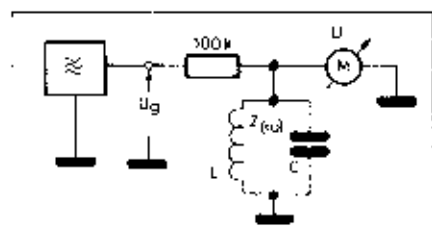
1.40. Rezonanciaellenállás

A rezgőkör fontos tulajdonsága, hogy f_0 -nál a rezgőkör ellenállása széles értéket (maximumot vagy minimumot) mutat. Ez a tulajdonsága teszi alkalmasá arra, hogy segítségével egy bizonyos frekvenciát ki tudjunk választani. Például a rádió-vevőkészülékek bemenetén levő rezgőkörrel a venni kívánt adóállomást lehet kiválasztani a sok-sok adóállomás közül. Az 1.39. illetve az 1.40. ábrákon láthatjuk azt a mérbelrendezést, amellyel a párhuzamos és soros rezgőkörök rezonáns tulajdonsága kimutatható egyszerű eszközökkel.

Az 1.39. és a 1.40. ábrákon a rezgőkörök impedancia-merenete látható. Figyeljük meg, hogy f_0 -nál a párhuzamos rezgőköröknek maximális a rezonanciaellenállás (impedanciája), a soros rezgőkör pedig minimális. A soros rezgőkör rezonanciaellenállása megegyezik a tekercs soros veszteségi ellenállásával. A rezgőkör f_0 -nál mutatott ellenállását Z_0 -val szokás jelölni. Párhuzamos rezgőkör Z_0 -ja 1 kohm - 100 kohm közötti érték, soros rezgőkör Z_0 -ja 0,5 - 500 ohm körüli érték a gyakorlatban.

1.41. A körjóság

A rezgőkört alkotó L és C elemek feltehetően úgy, mint egy ideális tekercs vagy kondenzátor és a vele



1.39. ábra

sorosan vagy párhuzamosan kapcsolt veszteségi ellenállás. Emellettük, hogy a tekercs jósági tényezője általában 10-szer, 100-szor kisebb, mint a kondenzátoré. Ezért a körjóság gyakorlatilag a tekercs jósági tényezőjével egyezik meg, tehát pl. egy 100-as Q-jú tekercssel legjobb esetben 100-as Q-jú rezgőkört lehet készíteni.

Összefüggés van a jósági tényező és a rezgőkörök Z_0 -ja között; egy adott frekvenciánál az r soros veszteségi ellenállásból és a jósági tényezőből meghatározható a párhuzamos rezgőkör rezonanciaellenállása:

$$Z_{0p} = Q^2 \cdot r = Q^2 \cdot Z_{0s}$$

A párhuzamos rezgőkör Z_0 -ját a $Z_0 = \frac{L}{rC}$ képlettel is meg tudjuk határozni. A képletben L a tekercs indukciós tényezője H-ban, C a tekercs kapacitása F-ban, r a soros veszteségi ellenállás ohm-ban, a Z_0 -t ohmban kapjuk meg.

A rezgőkörök felhasználásának illusztrálására és a megismert fogalmak begyakorlása érdekében lássunk egy számítást.

A rádiókészülékek bemenő köre mindig rezgőkörökből épül fel, és sok esetben nemcsak egyet, hanem többet is találunk a bemeneten. Egyszerűbb vevőkörnél használatos a hullámasapda is. Nézzük, hogyan épülhet fel egy egyszerű vevő bemenete (1.42. ábra). Két rezgőkört ábrázoltunk; a párhuzamos rezgőkörrel a venni kívánt állomást lehet behangolni. A másik, a soros rezgőkör az ún. hullámasapda, amelyet a nagyon erősen zavaró helyi állóra kell ráhangolni. Ha a hangoló kondenzátor 20 pF-től 200 pF-ig változtatható forgókondenzátor és a venni kívánt frekvencia tartomány 500 kHz és 1,5 MHz között van, milyen induktivitású tekercset kell használni?

Megoldás:

Írjuk fel a Thomson-képletet:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot L \cdot C}$$

A nagyobb kapacitású kondenzátorhoz tartozik a kisebb frekvencia. A $C_1 = 200 \text{ pF}$, $f_0 = 0,5 \text{ MHz}$ (vagy $C_1 = 20 \text{ pF}$ és $f_0 = 1,5 \text{ MHz}$) értékekből meghatározhatjuk az L_1 értéket. Egyenlet rendezés után:

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_1} = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 \cdot C_1}$$

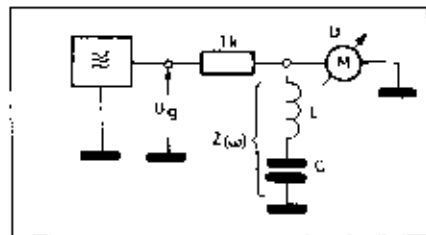
összeállítást kapjuk. Behelyettesítve:

$$L_1 = \frac{1}{4 \cdot 9,87 \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 1,5^2 \cdot 10^{12}} = \frac{1}{1776 \cdot 0,563 \cdot 10^{-11}} = 0,563 \cdot 10^{-11} \text{ H} = 0,563 \text{ nH} = 563 \text{ pH};$$

a másik esetben

$$L_1 = \frac{1}{4 \cdot 9,87 \cdot 200 \cdot 0,5^2 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-12}} = 0,507 \cdot 10^{-11} \text{ H} = 0,507 \text{ nH} = 507 \text{ pH}$$

Mind a két L-értékkel megvalósítható a rezgőkör. Az első esetben a konden-



1.40. ábra

zator beforgatásakor a frekvencia alacsonyabb lesz egy kicsivel, mint 1,5 MHz. A második esetben a kiforgatott forgókondenzátor állásnál lesz a frekvencia egy kicsivel magasabb;

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot L \cdot C} = \frac{1}{6,28 \cdot 507 \cdot 10^{-12} \cdot 20 \cdot 10^{-12}} = \frac{1}{6,28^2 \cdot 10^{-23}} = 1,58 \text{ MHz}$$

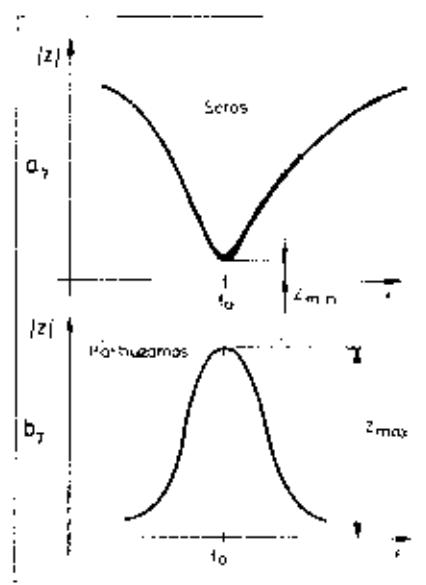
számítsuk ki a Z_0 -t 1 MHz-en (sávközépen). Tegyük fel, hogy $Q_1 = 100$ (1 MHz-en):

$$Z_{0p} = Q_1^2 \cdot r_1 = 100 \cdot \frac{\omega L_1}{r_1} \text{ és } r_1 = \frac{\omega L_1}{Q_1}$$

$$\text{tehát } Z_{0p} = Q_1^2 \cdot r_1 = Q_1^2 \cdot \frac{\omega L_1}{Q_1} = Q_1 \cdot L_1 \cdot \omega$$

$Z_{0p} = 100 \cdot 6,28 \cdot 10^3 \cdot 507 \cdot 10^{-12} = 318,5$ kohm

Hogyan működik a hullámasapda? Ha azt akarjuk, hogy 1187 kHz-en működő szelvényi adó (szelvény közlemben) ne zavarjon 1 MHz-en, 1187 kHz-en a párhuzamos rezgőkört rövidre kell zárni. Ezt szolgálja a soros



1.41. ábra

ása az $L = A_L \cdot n^2$ összefüggés alapján számítható ki. Az egyenletben n a menetszám, A_L a vasra jellemző állandó, általában mH/m^2 egységben szokás megadni és az L -t mH -ben kapjuk a számítás eredményeként. Sok esetben megadott vasra kell egy meghatározott L indukciójú tekercset készíteni.

Tyénkor a $\sqrt{\frac{L}{A_L}}$ képlettel számoljuk ki a szükséges menetszámot.

1.37. Az időállandó

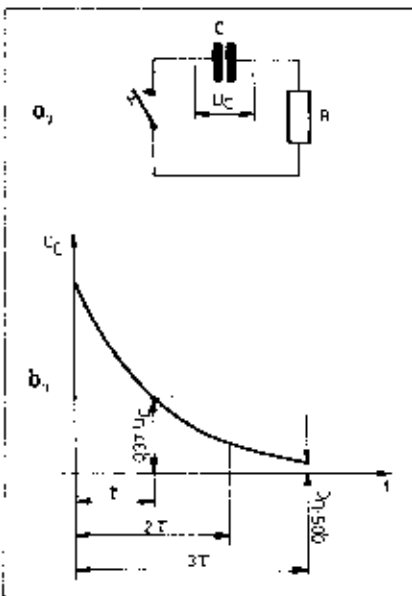
Láttuk a kondenzátor és tekercs egyenirányú áramkörbe kötendő bekapcsolásánál, hogy a kondenzátoronál a feszültség később a köráramhoz képest, a tekercsenél pedig az áram később az induktív feszültséghez képest. Kondenzátor esetében az 1.33. ábra szemlélteti a folyamatot. Az 1.33.a ábra az áramkört mutatja az 1.33b ábra a feszültség időbeli lefolyását mutatja a kondenzátoron. A görbe egyenlete:

$$U_C = U \cdot (1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

ahol U a rákapcsolt feszültség, R a soros ellenállás ohmokban, C a kondenzátor kapacitása F -ban, U_C a kondenzátoron fellépő feszültség a bekapcsolás utáni t időpontban. Ha $t = RC$ -vel, $U_C = 0.63 U$ -val.

Az $R \cdot C$ szorzatot időállandónak nevezik ($\tau = RC$). Egyenfeszültségre kapcsolt kondenzátor 3τ idő múlva tekinthető feltöltöttnek. ($t = 3\tau$; $U_C = 0.95 U$) Későbbkor a kondenzátor feszültsége 3τ idő múlva esőkleen a kiindulási érték 5% -ára (1.31. ábra).

Tekercs esetében az időállandó értelmezését az 1.35. ábra mutatja. A tekercsben folyó áram exponenciálisan növekszik az I_T . $\frac{U}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{L/R}}\right)$ függvény szerint. Ha $t = \frac{3L}{R} = 3\tau$, az



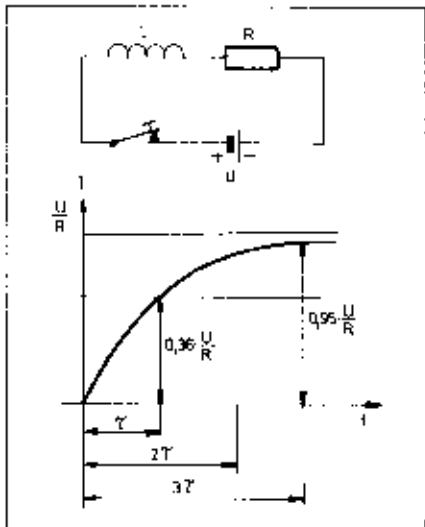
1.34. ábra

$$U_L = 0.95 \frac{U}{R} \cdot \text{Az } L \text{ hánnyadosát időállandó}$$

dónak nevezik.

Már eddig is sok újat tudtunk meg a tekercsről és kondenzátorról, de a legérdekesebb, és az amatőrök szempontjából is nagyon fontos tulajdonságuk akkor mutatkozik meg, amikor a tekercset és a kondenzátort összekapcsoljuk, sorosan vagy párhuzamosan.

Az összekapcsolás eredményeként szinte egy új „alkatrésznek” tekinthető áramköri elemizést kapunk. Ez az új „alkatrész” a rezgőkör, amely az alkotóelemeitől minőségileg eltérő tulajdonságokat mutat.



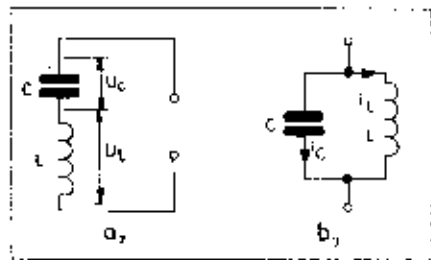
1.35. ábra

1.38. A rezgőkör

Rezgőköröket két alapkapcsolásban készíthetünk. Soros rezgőkört mutat az 1.36a ábra, és párhuzamos rezgőkört az 1.36b. ábra. A két áramkör működése lényegében megegyezik. Az 1.37. ábra szerinti áramkör segítségével tanulmányozhatjuk a rezgőkör működését. A kapcsoló a C kondenzátort az U_C feszültségű telepre kapcsolja. A kondenzátorban $W_C = \frac{1}{2} C U_C^2$

energia halmozódik fel. A kapcsolót átkapcsoljuk és ezzel létrehozunk egy párhuzamos rezgőkört. Az átkapcsolást követően a kondenzátor feszültsége a tekercsben áramot bajt át.

Es most gondoljunk arra, amit a kondenzátor kislüléséről, valamint a tekercs bekapcsolási folyamatáról tanultunk. Mind a két elemet egyenirányú áramkörben vizsgálgtuk. Emelkezünk arra, hogy a be- és kikapcsolási folyamatok az időben exponenciálisan folytak le. Vessük egybe az eddig megismert jelenségeket azal a ténnyel, hogy most ismét új kapcsolást hoztunk létre. Nem várhatjuk azt, hogy a folyamatok időben exponenciálisan folytak le, hiszen a konden-



1.36. ábra

zátor nem tekinthető állandó feszültségű áramforrásnak és a tekercs sem tekinthető állandó ohmos terhelésnek. A valóság megféle ennek a várokozásnak: a rezgőkörben a folyamatok az idő függvényében szinuszosan változnak.

Folytassuk a folyamat megismerését ottan, hogy a kondenzátor áramot hoz létre a „rezgőkörben”. Az áram szinuszos lefolyású lesz. Az energia a kondenzátorból átáramlik a tekercsbe és ha a körön belül nincsenek veszteségek (ideális tekercs, ideális kondenzátor), az elektromos tér energiája teljes egészében $W_M = \frac{L \cdot I^2}{2}$ mágneses energiává alakul át. Ideális rezgőkörben az energia átalakulása periodikusan folytatódik mindaddig, amíg nem szakítjuk meg a rezgőkör áramkörét. Azt mondjuk: rezeg a rezgőkör.

1.39. Rezonanciafrekvencia

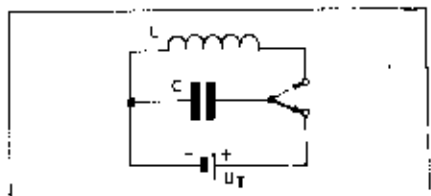
Semmiértelen, csak a lényegre szemlélterve az 1.38. ábrán vizsgáljuk a folyamatot. A kondenzátoron fellépő feszültség is szinuszos lefolyású az idő függvényében. Egy teljes ciklus (például: $W_C \rightarrow W_M \rightarrow W_C \rightarrow W_M \rightarrow W_C$) bezejáráshoz szükséges időtartam a periódusidő (T).

Hogyan lehet meghatározni a periódusidőt vagy a frekvenciát ($f = \frac{1}{T}$)?

Vagyis milyen frekvencián rezeg a rezgőkör? Azt a frekvenciát, ahol a rezgőkör rezgésbe jön, rezonanciafrekvenciának nevezik, jele f_0 és a kiszámítása a Thomson-képlettel lehetséges:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

A képletben L a tekercs öm indukció tényezője H -ben, C a kondenzátor kapacitása F -ban, a frekvenciát Hz -ben kapjuk meg. A rezgőkörök a gya-



1.37. ábra

A valóságban az áramkörökben használt L és C elemek nem ilyen „ideálisak”. A tekercs mágneses mezije nem marad csak a tekercsben, és a közeli fémtárgyakban áramot indukál. Az ott keletkező Joule-vesztés, a tekercsek mágneses energiájából fedeződik.

A huzalnak ohmos ellenállása van, melyet a skinhatás még jelentősen meg is növel. A tartókban, szigetelőkben dielektromos veszteség keletkezik, mely energiát von el a tekercsekből.

Az ideálisnak elképzelt kondenzátor a teljes befektetett elektromos energiát vissza tudja szolgáltatni. A valóságos kondenzátor erre nem képes, mert veszteségei vannak, amelyek részint a szigetelő anyagban, részint a hozzávezetésekben keletkeznek és felmelegszik az energia bizonyos hányadát.

A szigetelő anyagok egyik hibája, hogy nem szigetel tökéletesen, mérhető átvezetése (σ) van. A szigetelő anyagban, mint dielektrikumban, váltakozó áramok esetén fellép az átvezetés jelensége is, ez is veszteséggel jár. A lemezeknek, hozzávezetéseknek véges ellenállása van, az átfolyó áram itt is veszteséget okoz.

1.34. Helyettesítő kapcsolások

Hogyan tudjuk megjeleníteni a veszteségeket? Úgy, hogy az ideális tekercsel, illetve kondenzátorral gondolatban sorosan vagy párhuzamosan kapcsolunk egy ellenállást, amelynek a nagysága a megfelelő veszteségi ellenállással azonos.

Váltakozó áramú köröknél bármelyik helyettesítő képet választunk is, a valóságot csak közelíteni lehet, egyik helyettesítő kép sem adja vissza tökéletesen a valóságos állapotokat.

1.35. A jósági tényező

Az L és C elemek jóságát úgy lehet egy frekvencián jelenezni, hogy megadjuk a reaktív ellenállás és az összes veszteségre jellemző ohmos ellenállás hányadosát.

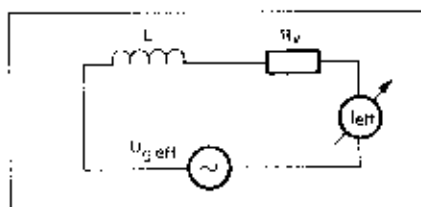
Tekercsnél: a reaktív ellenállás

$$X_L = \omega L$$

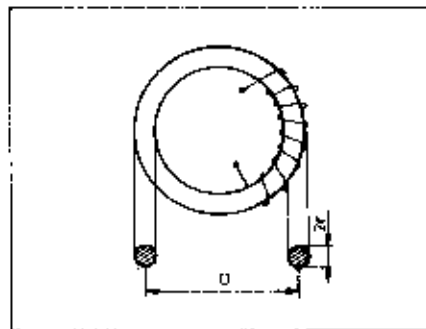
az ohmos soros veszteségi ellenállás R a jósági tényező $Q_L = \frac{\omega L}{R}$

Kondenzátornál: a reaktív ellenállás

$$X_C = \frac{1}{\omega C}$$



1.31. ábra



1.32. ábra

az ohmos soros veszteségi ellenállás R

$$\text{a jósági tényező } Q_C = \frac{1}{R \cdot \omega \cdot C}$$

Kondenzátoroknál szokásos a Q_C helyett annak reciprokát használni:

$$Q_C = \frac{1}{R \cdot \omega \cdot C}; \quad \frac{1}{Q_C} = R \cdot \omega \cdot C = \text{tg } \delta$$

A gyakorlatban Q_L 30–300 között szokott lenni. 30-nál kisebb érték ritkán szükséges, de ilyen tekercset lehet készíteni, 300-nál nagyobb érték nehezen valósítható meg, 500-as Q_L -érték pedig, már csak igen nehezen állítható elő. A kondenzátorok jósági tényezője a dielektikumtól függően 1000–100 000 közötti érték. A jósági tényező úgy az L, mint a C esetében frekvenciafüggő.

Fontos, hogy tudjuk milyen Q-érték érhető el a különböző frekvenciatartományokban alkalmazott tekercseknél. Hangfrekvencián $Q=5-20$. Magasabb frekvenciák felé a tekercsek jósága fiktívenl emelkedni fog, hiszen ω a tört számlálójában van, míg a nevezőben soros veszteségi ellenállás csak \sqrt{f} -arányosan növekszik. Rádiófrekvenciákon, 100 kHz – 2 MHz-ig $Q=50-200$, de középhullámon nagyjából 120–140-as érték körül szokott ingadozni. Rövid hullámon 200–300-as értékek számolhatunk. Ultrafrekvencián (1000 MHz felett), ahol már nem kimondottan tekercsekről, hanem induktív viselkedésű geometriai testekről van szó, Q elérheti az 1000–10000 értéket is.

Mint hogy a tekercsek jóságának korlátait a veszteségek képezik, érdemes ezekkel foglalkozni. Tapasztalat szerint a veszteség hőmérsékletfüggő, ami az ohmos ellenállás hőfokfüggőségére vezethető vissza. A nedvesség feltétlenül károsan befolyásolja a veszteségeket, ezért is szokták a tekercseket impregnálni. Ha vasmagos a tekercs, akkor a kötőanyag minősége is befolyást gyakorol a jósági tényezőre. Az összes körülményt általában nem lehet számszerűsíteni pontosan, hanem mérésrel kell a tekercs jóságát meghatározni.

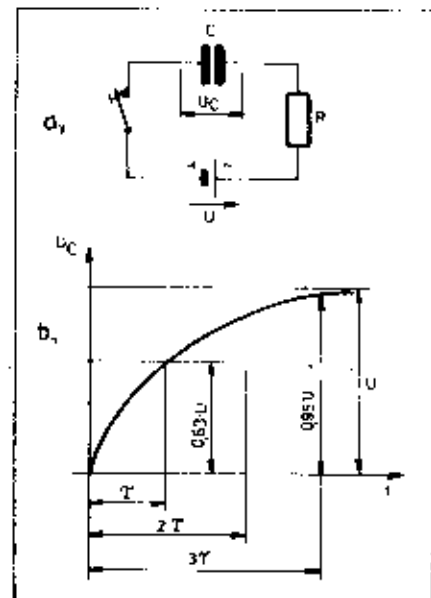
Egy induktív tekercsnél elsőrendű követelmény, hogy L értéke állandó legyen. Az induktivitást elsősorban a hőmérséklet képes megváltoztatni. Minél alacsonyabb a vezeték és a tekercs-

test hőmérsékleti együtthatója, annál állandóbb a viselkedése. Ha a tekercshuzal meggyűlik, nő a tekercs átmérője és meglazul a tekercsesítéshez képest. A tekercs által befogott félfület változásával az L értéke növekszik vagy csökken. Mai napig a legjobb megoldásnak a kerámiatest bizonyult. A vezetéknek és testnek a szétválása olyan ügy védekezésnek, hogy a kerámiatestre mérjünk egy ezüst spirális, majd erre a nyomra vastag vörösréz réteget galvanizálunk. E réteg nem képes leválni a testről.

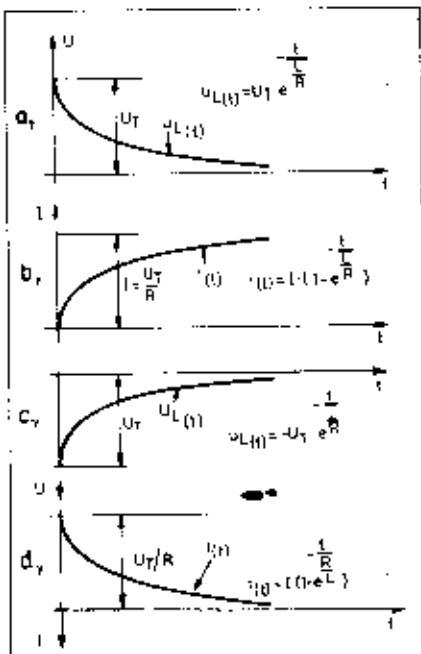
1.36. Rádiófrekvenciás vasmagos tekercsek

Mind alacsony, mind magas frekvencián használnak vasmagos tekercseket. A vasmag használatával növekszik az induktivitás ugyanazon geometriai elrendezés mellett. (Csökkenhetők a méretek azonos induktivitás esetében.) A vasnak azt a tulajdonságát, hogy jelentősen megnövekszik az erővonalazata a légneműs állapothoz képest, permeabilitásnak (μ) nevezzük (lásd később). A vasmag alkalmazásának nemcsak előnyei vannak, hanem hátrányai is: növekszik a tekercs vesztesége, továbbá az induktivitás linearitása megszűnik. Ezt úgy kell értenünk, hogy az induktivitás értéke változik a tekercsre rákapcsolt feszültség függvényében is, nemcsak a frekvencia függvényében.

A rádiófrekvenciás tartományban ferrit porvasmagot használnak. Elterjedten használjuk a csőve alakú vasakat, melyeket két RR részből lehet összerakni. Az ilyen fazekvasaknál továbbá a toroid vasaknál (1.32. ábra) a mágneses erővonalak alig szóródnak és az induktivitást ezért egyszerű-módon lehet számítani. A fazekmágos és toroid-tekercsek induktivi-



1.33. ábra



1.28. ábra

A párhuzamosan kapcsolt tekercs és ellenállás eredő ellenállása a

$$Z_p = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{X_L}}$$

képlettel számolhatjuk ki (1.29b ábra). A sorosan kapcsolt (esetlegesmentes) tekercsek eredő váltakozó áramú ellenállása:

$$X_{L\sigma} = X_{L1} + X_{L2} + \dots + X_{Ln} = \omega \cdot (L_1 + L_2 + \dots + L_n)$$

(1.30a ábra).

A párhuzamosan kapcsolt (esetlegesmentes) tekercsek eredő váltakozó áramú ellenállása:

$$X_{L\sigma} = \frac{1}{\frac{1}{X_{L1}} + \frac{1}{X_{L2}} + \dots + \frac{1}{X_{Ln}}}$$

(1.30b ábra).

Két tekercs esetén

$X_{L\sigma} = \omega \cdot \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}$ képletre egyszerűsödik párhuzamosan kapcsolt tekercseknél.

A Z_p , Z_s és $X_{L\sigma}$ kiszámítására szolgáló egyenletekbe R -et és X_L -et ohmban kell helyettesíteni és az eredményt ohmban kapjuk.

Hasonlóképpen a kondenzátorból és ellenállásból álló kapcsolásokhoz, az L - R kapcsolásoknak is beszélhetünk nemcsak az impedanciájáról, hanem annak a reciprokaról, a vezetéről. Az L - R tag csatléban a megfelelő eredő vezető képesség $Y = \frac{1}{Z}$ és az áramok

vezetőképessége pedig $G = \frac{1}{R}$ és $B_L = \frac{1}{X_L}$

A sorba kapcsolt L - R elemek eredője:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L^2} \quad \text{a megfelelő vezetőképesség } Y = \frac{1}{\sqrt{R^2 + X_L^2}}$$

Párhuzamos kapcsolásra:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_L^2}}} \quad \text{és a vezetőképesség } Y = \sqrt{G^2 + B_L^2}$$

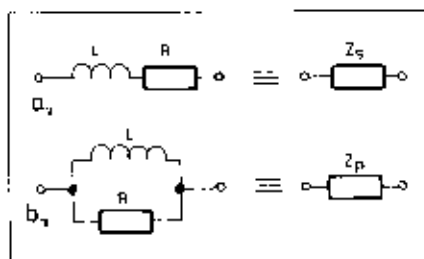
Példák:

1. Mekkora áramot vesz fel a 220 V-os 50 Hz-es hálózathból egy $L = 3$ H induktivitású tekercs?

A tekercs indukív ellenállása

$$X_L = \omega L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = 6,28 \cdot 50 \cdot 3 = 942$$

ohm (ugyanaz a tekercs 1000 Hz-en hússzor akkora ellenállást jelent, tehát: $942 \cdot 20 = 18\,840$ ohm). Az áram



1.29. ábra

effektív értékét az $\frac{U_{eff}}{X_L} = I_{eff}$ képlettel tudjuk kiszámítani.

$$I_{eff} = \frac{220}{942} = 0,234 \text{ A.}$$

2. Egy vasmagos tekercs induktivitását ismerjük, $L = 3,5$ H. Nem ismerjük a veszteségeit; hogyan tudjuk meghatározni? (A tekercsek vesztesége a rézvesztéséből adódik és vasmagos tekercseknél ehhez hozzá jön a vasvesztés, amely frekvenciafüggő). Az 1.31. ábra áramkörön változtuk a viszonyokat, a veszteséget soros ellenállásként jelentettük meg. A generátor frekvenciája 50 Hz, feszültsége 220 V_{eff} (pl. hálózat).

Az árammérő 0,185 A áramerősséget mutat. Ezt az áramot a 220 V feszültség hozza létre a $Z_s = \sqrt{R_v^2 + X_L^2}$ impedancián, vagyis $I_{eff} = \frac{U_{eff}}{Z_s} = 0,185$ A

$$Z_s = \frac{U_{eff}}{I_{eff}} = \frac{220 \text{ V}}{0,185} = 1189,2 \text{ ohm.}$$

Az R_v -t akarjuk meghatározni, rendezzük tehát az egyenletet:

$$R_v = \sqrt{Z_s^2 - X_L^2} = \sqrt{1189,2^2 - 4 \pi^2 \cdot 50^2 \cdot 3,5^2} = 453 \text{ ohm}$$

A tekercs veszteségi ellenállása tehát 50 Hz-en 453 ohm.

1.33. A veszteséges tekercs és veszteséges kondenzátor

A kondenzátor és a tekercs reaktív elemek. Ez az egyik lényeges eltérésük az ellenállástól. A másik igen fontos tulajdonsága (ebben a tekintetben is eltérnek az ellenállástól) a tekercseknek és a kondenzátoroknak, hogy energiát képesek tárolni. A tekercs a körülvette kialakuló mágneses térben halmozza fel az energiát:

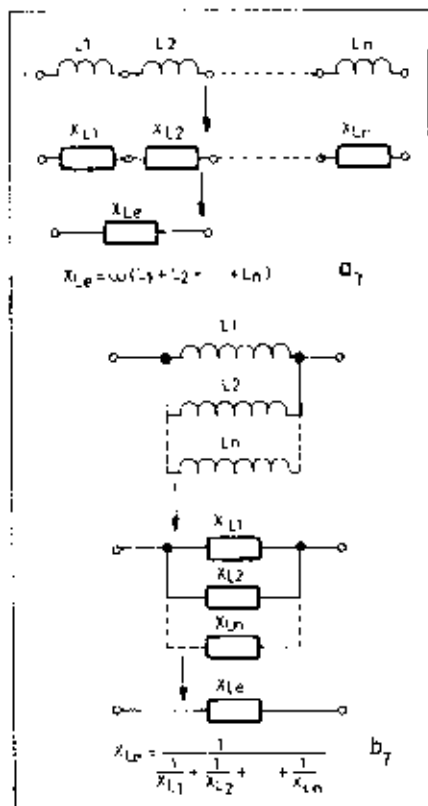
$$W = \frac{L \cdot I^2}{2}$$

ahol L a tekercs önműködésű inductívója H-ban, I a tekercsen átfolyó áram A-ban, W a felhalmozott energia Wsec-ban. A tekercs váltakozó áramú viselkedését (az energiáról tulajdonosságát figyelmen kívül véve) igen szemléletesen tudjuk tenni. Ha például I_1 árammal W_1 energiát halmozott fel egy L tekercs, akkor, ha az áramt nullára csökkent, a tekercs a W_1 energiát visszatáplálja az áramforrásba. Szimmetrikus esetben az azt jelenti, hogy a tekercs az egyik negyed periódusban felvett energiát a másik negyed periódusban visszatáplálja az áramforrásba.

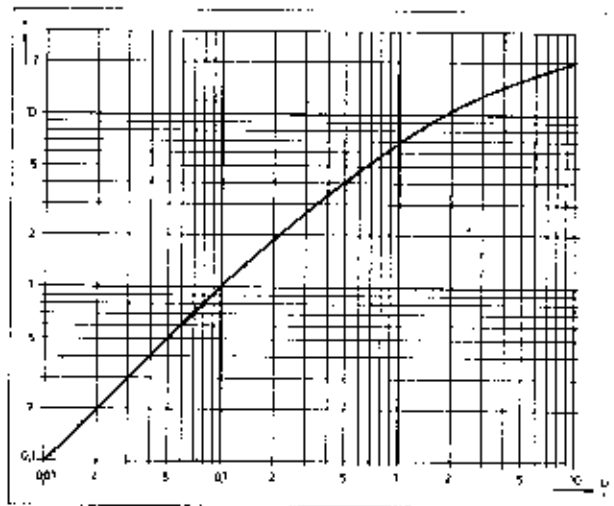
A kondenzátor a fegyverzetek közötti elektromos térben halmozza fel az energiát:

$$W = \frac{C \cdot U^2}{2}$$

ahol C a kondenzátor kapacitása F-ban, U a kondenzátorra kapcsolt feszültség V-ban, W ugyanaz, mint az előbb.



1.30. ábra



1.25. ábra

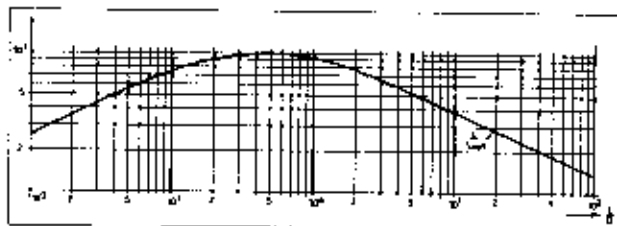
A gyakorlatban használatos egy másik képlet is, amely hasonló pontossággal adja meg a kör keresztmetszetű vezetőből készült egyrétegű légmagos tekercsek induktivitását:

$$L_{[aH]} = \frac{n^2 \cdot D^2}{100 I \cdot 45 D}$$

Az n , D és I jelentése ugyanaz, mint az előző képletnél. Érdekes lehet egyes esetekben, hogy egy adott hosszúságú huzalból maximális induktivitású tekercs a $D/I = 2$ érték esetében adódik. Az 1.26. ábrán látható a mindenkori induktív és az optimális elmozdüléshez tartozó induktivitás hányadosa L/D függvényében. A görbe nem túlságosan meredeken változik $L/D = 0,5$ környezetében. Az induktivitás értékéből 20%-ot veszítünk, ha L/D -t 0,13-ra vagy 1,7-re választjuk meg. Tehát nem túl jelentős az induktivitás eséklejtése, ha a tekercsnek 7,7-szer nagyobb az átmérője, mint a hosszúsága, vagy a hossza 1,7-szerese az átmérőjének. Figyelemre méltó, hogy a gyakorlatban elérhető tekercsek méretaránya (szemre kelleme arány) $L/D = 1,5 - 2$ körüli. Ha ezen aránytól túlságosan eltérünk, jelentős induktív-eséklejtéssel kell számolnunk.

Figyelemre méltó továbbá az is, hogy a légmagos egyrétegű tekercsek jósági tényezője azonos vezetőhosszúság esetén csak L és ω értékétől függ, vagyis az optimális $D/I = 2$ körüli arány mellett a jósági tényező azonos frekvenciánál 20%-kal jobb lehet, mint ami a „szemre jó” tekercs esetén adódik.

A rádióamatőrök sok esetben alkalmaznak légmagos tekercset. Például a nagyfrekvenciás fújtótekercsek kevés kivétellel légmagos kivételűek.



1.26. ábra

1.29. Csatolásmentes tekercsek soros és párhuzamos kapcsolása

Sorosan kapcsolt tekercsek eredő L_k induktivitása:

$$L_k = L_1 + L_2 + L_3 + \dots + L_n$$

Párhuzamosan kapcsolt tekercsek eredő induktivitása:

$$\frac{1}{L_k} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots + \frac{1}{L_n}$$

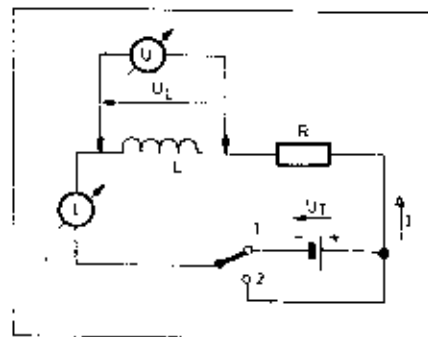
1.30. Tekercs egyenáramú áramkörben

Az árammal átjárt tekercs (induktivitás) eltérően viselkedik az áramkörben, mint az ohmos ellenállások. Az eltérő viselkedése magyarázatát Faraday által megfogalmazott indukció-törvény adja meg. Az indukció-törvény kimondja: ha bármely áramtól átjárt vezetőben (tekercsben) az áram időben változik, akkor ebben a vezetőben (tekercsben) az áramváltozással valamint a vezetőkelrendezés geometriájától függő egy állandóval arányos feszültség indukálódik:

$$U_i = -L \frac{dI}{dt} = U_L$$

Az egyenletben U_i az indukált feszültség, L a tekercs induktivitása, dI az áram megváltozása dt időtartam alatt. Az L -ot önindukció tényezőnek nevezik, röviden a tekercs (v. vezetőkelrendezés) induktivitásának.

A tekercset egyenáramú áramkörbe bekapcsolva (1.27. ábra) azt tapasztaljuk, hogy a kör árama és a tekercsen fellépő feszültség között nincsen egyidejűség.



1.27. ábra

A bekapcsolás pillanatában (1. állás) a tekercsen $U_T = U_L$ feszültség az idő múlásával csökken. A köráram a bekapcsolás pillanatában nulla, az idő múlásával növekszik és eléri az U_T

értéket (1.28a. és 1.28b. ábra). A kapcsoló ezután állunk át a 2. állásba. A tekercsen $U_T = -U_L$ feszültség keletkezik és U_T áram folyik az át-

kapcsolás pillanatában. Az időben mindkét mennyiség a 1.28c. és 1.28d. ábrákon vázolt görbe szerint csökken. A méréshez célszerű középpárhuzamosított mérőműszert használni, mert amint az ábráról leolvasható, az átkapcsolás után a feszültség polaritást vált.

1.31. Tekercs váltakozó áramú áramkörben

A kondenzátoroknál láttuk, hogy az egyenáramú körben tanúsított eltérő viselkedés következménye az, hogy a váltakozó áramú körben is az ohmos ellenállástól eltérő viselkedésre számíthatunk.

A tekercseknel a helyzet hasonló. A váltakozó áramú körbe kapcsolt induktivitás: $X_L = \omega \cdot L$ látszólagos ellenállást képvisel. Az egyenletben X_L a tekercs váltakozó áramú ellenállása (induktanciája) ohmban, ω a körfrekvencia ($\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ rad/s-ban), L a tekercs induktivitása H-ban (henry). A tekercs induktanciája egyenesen arányos a frekvenciával és a tekercs induktivitásával.

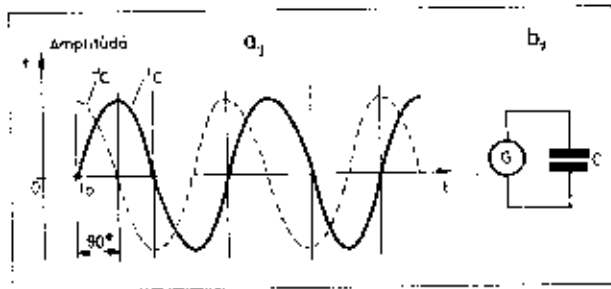
1.32. R-L soros és párhuzamos kapcsolása

A gyakorlatban gyakran találkozunk L-R kapcsolásokkal, amikor a tekercs egy ellenállással van sorba vagy párhuzamosan kapcsolva. A kondenzátorok ismeretétől eltekintve, hogy a C-R kapcsolásokat nem lehetett az ohmos ellenállásokkal azonos módon számolni. Hasonló a helyzet az L-R kapcsolásoknál is.

A sorba kapcsolt tekercs és ellenállás eredő váltakozó áramú ellenállását a

$$Z_s = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

összeállással számolhatjuk ki (1.29a. ábra).



1.22. ábra. A kondenzátoron fellépő feszültség 90° -ot kérik az átfolyó áramhoz képest. Ha a feszültség lefolyását t_0 időpillanatban belépő szinusz függvényvel szemléltetjük, akkor ugyanabban az időpillanatban az áram lefolyását koszinusz függvény szemlélteti. (Az induktivitás esetében a helyzet fordított; az áram kérik a feszültséghez képest 90° -ot)

ziójú $\frac{1}{Y}$ mennyiség, a jele Y tehát

$Y = \frac{1}{Z}$. Mint ahogy az impedanciának van ohmos (R) része és kapacitív (X_C) része, úgy az Y -nak is van ohmos vezetőség ($G = \frac{1}{R}$) és kapacitív vezetés

összetevője ($B = \frac{1}{X_C}$) tehát $Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$

Az Y -t admittanciának nevezzük és a mértékegysége siemens $\left[S \left(\frac{A}{V} \right) \right]$. A $Z_n =$

$\sqrt{R^2 + X_C^2}$ vagyis a soros $R - C$ tag vezetőképessége kiszámítható a megfelelő elemek vezetőképességének a párhuzamos kapcsolásából. Teljesen azonos gondolatmenettel bizonyítható, hogy:

$$\frac{1}{Z_n} = \frac{1}{R} + j\omega C; Y_n = \sqrt{G^2 + B^2}$$

Példa:
1. Mekkora a reaktanciája az $1 \mu F$ -os kondenzátornak 10 kHz -en és 1 MHz -en?

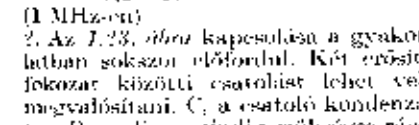
$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{6,28 \cdot 10^4 \cdot 10^{-6}} = 6,28$$

$$15,92 \text{ kohm (10 kHz-en)}$$

$$X_C = \frac{1}{6,28 \cdot 10^6 \cdot 10^{-6}} = 0,1592 \text{ ohm (1 MHz-en)}$$

2. Az 1.23. ábra kapcsolása a gyakorlatban sokszor előfordul. Két erősítő fokozat közötti csatlakozást lehet vele megvalósítani. C_1 a csatlakozó kondenzátor, R_2 pedig a mindig szükséges névleges ellenállásból vagy az előfeszültség-beállító ellenállásból adódik.

Számítsuk ki, hogy $R_2 = 1 \text{ Mohm}$, illetve $R_2 = 10 \text{ kohm}$ esetén 100 Hz legalacsonyabb átviteli frekvenciához milyen értékű kondenzátorokat



1.23. ábra

kell alkalmazni? A megengedett feszültségcsökkenés 1000 Hz -hez viszonyítva a kimeneten 30% .

Megoldás:
A következőképpen okoskodunk: ha a C helyett R_1 ellenállás volna, akkor a kimeneten a feszültség

$$U_{ki} = U_{be} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

lenne. A nevezőben a két ellenállás összege szerepel. Esetünkben nem R_1 , hanem X_C kapacitív reaktancia szerepel a kapcsolásban. A nevezőben a két ellenállás összege (soros eredő ellenállás) helyett az X_n és R_2 soros eredőjét kell helyettesíteni. A kimenő feszültséget tehát

$$U_{ki} = U_{be} \cdot \frac{R_1}{\sqrt{R_2^2 + X_C^2}}$$

képlettel lehet meghatározni. A megengedett feszültségcsökkenés 30% , vagyis 1000 Hz -hez viszonyítva a kimeneten 100 Hz -nél $U_{ki} = U_{be} - 0,3U_{be} = 0,7 U_{be}$ lehet.

$$\text{Az } U_{ki} = U_{be} \cdot \frac{R_1}{\sqrt{R_2^2 + X_C^2}} \text{ egyenletet}$$

rendezzük át: $\frac{U_{ki}}{U_{be}} = \frac{R_1}{\sqrt{R_2^2 + X_C^2}} = 0,7$; tovább rendez-

zük az egyenletet:

$$\frac{R_1^2}{R_2^2 + X_C^2} = 0,7^2 \approx 0,5 = \frac{1}{2}$$

$$2 R_1^2 = R_2^2 + X_C^2$$

$$R_2^2 + X_C^2 = 2 R_1^2$$

$$X_C^2 = 2 R_1^2 - R_2^2$$

$$X_C = \sqrt{2 R_1^2 - R_2^2} = \frac{1}{\omega C}$$

A kapott eredményt jól jegyezzük meg, mert ezzel a képlettel az amatőr-gyakorlat során gyakran fogunk találkozni.

A C_1 értékét ezután már könnyen meghatározhatjuk:

$$R_2 = X_C \cdot \omega C_1 = 0,7$$

$$R_2 = \frac{1}{\omega C_1} \cdot \omega R_2$$

Ha $R_2 = 1 \text{ Mohm}$

$$C_1 = \frac{1}{2,7 \cdot 100 \cdot 1 \cdot 10^6} \cdot \frac{10^6}{2 \cdot 7} = 1,59 \text{ nF}$$

a legközelebbi szabványértékre felkerekítve: $C_1 = 1,8 \text{ nF}$.

Ha $R_2 = 10 \text{ kohm}$,

$$C_1 = \frac{1}{2,7 \cdot 100 \cdot 10^4} \cdot \frac{10^6}{2 \cdot 7} = 159 \text{ nF, felkerekítve}$$

$$C_1 = 180 \text{ nF.}$$

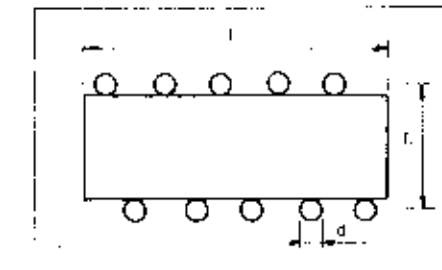
1.27. Induktívítások (tekeresek)

A villamos árammal átjáró vezető környezetben mágneses tér alakul ki. A mágneses erővonalak a vezető körül koncentrikus körökben helyezkednek el. A vezetőből tekercset készíthetünk (1.24. ábra) újratűnt a rádiótechnika egy másik fontos építő eleméhez, az induktívításhoz. Az induktívitás mértékegysége a henry, jele H . A gyakorlatban az ezred részét (mH) vagy a milliódrészét (μH) használják. A tekercsek készítésénél légmagos kivételben, amikor a tekercs belsője üres, és készülhetnek vasmagos kivételben, amikor a tekercs belsőjében vasmagot helyeznek el. A rádiótechnika nagyfrekvenciás tekercsekben kizárólagosan porvasmagot (ferrit) használnak. A tekercsek felhasználásuk szerint lehetnek rádiófrekvenciás főtűntekercsek, egy kondenzátorral összekapcsolva rezgőköri tekercsnek nevezik, használják rádiófrekvenciás transzformátorokban, antennacsatlakozó tekercsként stb.

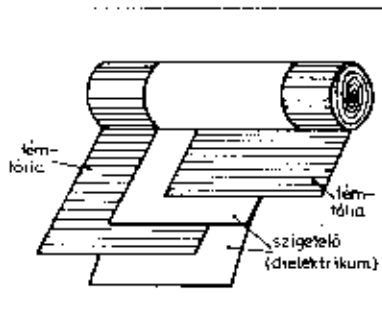
1.28. Légmagos tekercsek

Valamennyi alkalmazásnál fontos a tekercs induktívitásának ismerete. A légmagos tekercs induktívitasát meghatározza a geometriája.

Az 1.24. ábrán látható tekercsen belőli méretek alapján lehet a légmagos tekercs induktívitasát meghatározni. Az induktívitás meghatározásán az alábbi képlet segítségével lehetséges, kör keresztmetszetű huzalok esetén egysoros hengeres tekercsre: $L_{\text{gms}} = n^2 \cdot K \cdot D$, ahol n a menetszám, D a tekercs közege átmérője cm-ben és F a tekercs átmérő és hossz-viszonyától függő mennyiség. K értékeit D/F függvényében az 1.25. ábrán ábrázoltuk. Ez a képlet 1° körüli pontossággal adja meg a tekercs induktívitasát.



1.24. ábra

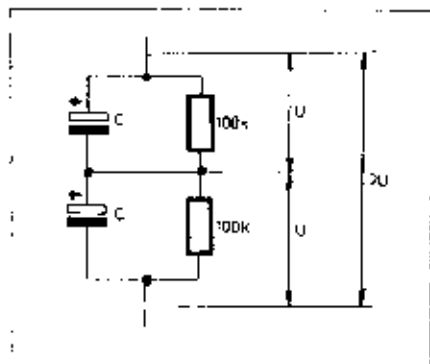


1.18. ábra

séget, igen magas értékre szökhet fel, és a kondenzátor tönkrenegy, ha rartósan alávétjük a tűzött igénybevételnek.

Az elektrolitikus kondenzátor erősen frekvenciafüggő tulajdonságú. A hangfrekvenciás tartományon túl, 20 kHz-nél magasabb frekvenciákon a vesztesége igen nagy mértékben megnövekszik. Gyakorlatilag, már 50 kHz-nél magasabb frekvencián nem tekinthető kondenzátornak, legalábbis nem olyan nagy kapacitásúnak, mint a névleges értéke.

Ha elektrolit kondenzátort a névleges üzemi feszültségénél nagyobb feszültségen kell használni, akkor több darab kondenzátort kell sorba kapcsolni a 1.19. ábra szerint, továbbá a sorba kapcsolt „olók” minőségükével párhuzamosan kell kapcsolni egy-egy ellenállást (100 kohm) amely biztosítja, hogy a különböző átvizelési elkökön a feszültség egyenletesen oszródjék el. Az elektrolitikus kondenzátorokból kettőnél többet is köthetünk sorosan, de csak azonos üzemi feszültségű kondenzátorokat ajánlatos sorba kapcsolni, illetve gondoskodni kell arról, hogy az egy tagra jutó feszültség értéke nem haladhatja meg a legalsócsnyabb üzemi feszültségű kondenzátorra megengedett értéket. Az egyes kondenzátorok közötti feszültség kiegyenlítésér, hasonlóképpen az 1.19. ábrához, ebben



1.19. ábra. Az elektrolitikus kondenzátorok sorba kapcsolásán esetén az eltérő szivárgási áramok miatt minden sorba kapcsolt tagot külön-külön sőtölteni kell, 100 kohm - 200 kohm körüli ellenállással. B szabály alól nem kivétel még a tantálkondenzátor sem

az esetben is ellenállások párhuzamos kapcsolásával el kell végezni. Általában tehát azt mondhatjuk, hogy ha U_n feszültségen kell elektrolitikus kondenzátort alkalmazni és $U_n = U_a$ (egy kondenzátor üzemi feszültsége U_n),

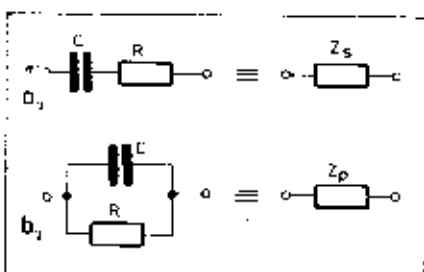
akkor $\frac{U_n}{U_a} \approx n$ darab kondenzátort

kell sorba kapcsolni. A \approx jelzés azt jelenti, hogy ha az osztás eredménye nem egész szám, felfelé kell kerekíteni azért, mert akkor $\frac{U_n}{n} \leq U_a$ lesz,

vagyis egy kondenzátoron a feszültség nem fogja túllépni az üzemi feszültség értékét. Az elektrolitikus kondenzátorokra ráfűjük az üzemi feszültséget.

A sorba kapcsolás után az eredő kapacitást az $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n}$ képlettel lehet kiszámítani.

Példa: 800 voltos kimenő feszültségű ópágysság szűrését kell megvalósítani és 750 $\mu\text{F}/300\text{ V}$ jelzésű kondenzátorokat



1.20. ábra

tudunk beszerezni. Hány darabot kell alkalmazni és mekkora az eredő kapacitás?

$$U_n = 800\text{ V}; U_a = 300\text{ V}; \frac{U_n}{U_a} = 2,66 \approx 3$$

$$n = \frac{U_n}{U_a} = 2,66,6 \approx 300, \text{ tehát}$$

biztonságosan lehet üzemeltetni a 300 V üzemi feszültségű kondenzátorokat.

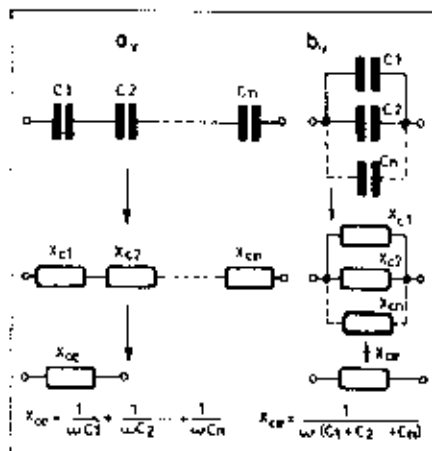
$$C_n = \frac{C}{n} = \frac{C}{3} = \frac{750}{3} = 250\ \mu\text{F}$$

1.26. Kondenzátor váltakozó áramú áramkörben

Láttuk, hogy a kondenzátor fogyasztói között egyenfeszültség esetében nem folyt áram. A külső körben mérhető áram azoknak a töléseknek a mozgásából ered, amelyek a fogyasztóhoz áramlanak (egyensúlyt tartanak a szigetelőanyag belsej molekuláris erőivel.)

Ha a kondenzátort váltakozó áramú áramkörbe helyezzük, várható, hogy a viselkedése eltér majd az ellenállás viselkedésétől. Valóban, ez így is van.

Az eltérés egyrészt abban nyilvánul meg, hogy a kondenzátor váltakozó áramú ellenállása frekvenciafüggő. A kondenzátor váltakozó áramú ellenállását nem R betűvel, hanem X_C -vel



1.21. ábra

jelölik és megkülönböztetésül kapacitív reaktanciának nevezik: $X_C = \frac{1}{\omega C}$.

A képletben az X_C a kondenzátor reaktanciája; ω a körfrekvencia ($2\pi \cdot f$); C a kondenzátor kapacitása. X_C -t ohmban kapjuk, ha f -et Hz-ben, C -t pedig F-ban helyettesítjük az egyen-

letbe. Az $X_C = \frac{1}{\omega C}$ képletből adódik,

hogy a kondenzátor reaktanciája fordítottan arányos a frekvenciával és a kondenzátor kapacitásával.

Mérésről az eltérés abban nyilvánul meg, hogy a sorba vagy párhuzamosan kapcsolt ellenállás-kondenzátor kombináció eredő ellenállását (impedanciáját) nem egyszerű összeadással, illetve „vegyéssel” számíthatjuk ki. A sorosan kapcsolt C-R kombináció eredő ellenállása (1.20.a ábra):

$$Z_n = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

A párhuzamosan kapcsolt C-R kombináció eredő ellenállása (1.20.b ábra):

$$Z_p = \sqrt{\frac{1}{\frac{1}{R^2} + \frac{1}{X_C^2}}}$$

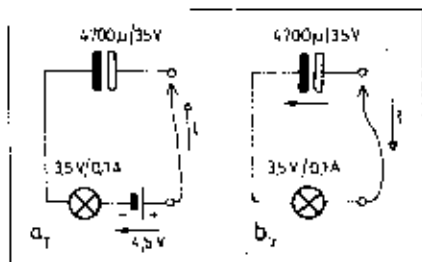
Mind a két képletbe R-t és X_C -t ohmban kell helyettesíteni és a Z-c ohmban kapjuk eredményül.

Sorosan vagy párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok váltakozó áramú ellenállásának eredője az 1.21. ábrán látható módon értelmezhető és számítható. Az 1.22. ábrán a kondenzátoron fellépő feszültséget ábrázoltuk.

A gyakorlatban sok esetben kell számolnunk a sorosan vagy párhuzamosan kapcsolt C-R tagok vezetőképességével. Amint a vezetőképesség foglalkozó fejezetben láttuk, az ohmos ellenállások vezetőképességét

G betűvel jelöltük és $\frac{1}{R}$ -rel számíthatjuk ki; az egység, a siemens jele S.

Sorosan kapcsolt C és R eredő impedanciáját Z-vel jelöltük ennek a reciproká $\frac{1}{Z}$ vezetőképesség dimen-



1.15. ábra. Egy mérési elrendezés melynek segítségével a kondenzátoron feltöltés és kisütéskor fellépő áram lefolyását szemléltethetjük. Az a) ábrán a töltésáram, a b) ábrán a kisütő áram lefolyása szemléltethető

1-es állásban, az 1.14. és e ábrákon az áram és a feszültség időbeli lefolyását a kapcsoló 2-es állásában ábrázoltuk. Nézzük meg ezek után, hogy a kondenzátor belsőjében milyen jelenségek játszódnak le.

A kondenzátor fegyverzetei között elhelyezkedő anyag szigetelő, dielektrikum. A dielektrikumokban különbözők a vezetőképességek, amelyek az áram vezetésére alkalmasságuk lennének. Van azonban a molekuláknak saját belső töltésük, de kifelé az eredő elektromos töltésük nulla. (Vagyis pontosan annyi negatív töltés van egy molekulában, mint amennyi pozitív töltés.) Ezt a szigetelő anyagot a fegyverzetekre kapcsolott villamos feszültségből eredő villamos tér befolyásolja: a molekulák belső töltése a villamos tér hatására eltolódik és mintegy „beáll” a tér irányába, a töltések vonzóerővénnyel engedelmesskedve. Úgy mondhatjuk, hogy a molekulák polarizálódnak: a kondenzátoron a töltésképességre az 1.14. ábrával érzékeltethető. Az egyes töltések annál nagyobb mértékben szorúdnak a molekulák „oltakához”, minél nagyobb a térerősség, illetve a feszültség. Ha a térerősséget olyan mértékben fokozzuk, amelyenél a külső térerő vonzási ereje legyőzi a molekulák belső vonzási erejét, akkor a töltések a molekulákból kiszakadnak, a semleges molekulákból ionok lesznek és az egyik illetve a másik fegyverzet felé hulladnak. A legelső esetben ilyenkor a kondenzátor tönkremegy (átütés).

A kondenzátornak azt a tulajdonságát, hogy áramkörbe kapcsolva a rajta lévő feszültség és az átfolyó áram időbeli lefolyása nem egyezik meg az ellenállásoknál tapasztalattal, egyszerű kísérlettel ellenőrizhetjük. Az 1.15. ábra áramkört állítsunk össze és a telep pozitív sarkát érintsük az elektrolitikus kondenzátor (-) jelzésű kivezetéséhez. Azt tapasztaljuk, hogy az összekapcsolás pillanatában az izzó felvilágosul egy rövid időre. Ezután már hiába hozzuk létre a kapcsolatot az emlelt kivezetések között, az izzó nem világít át, a kondenzátor feltöltött állapotban szakadésként viselkedik. Ha az áramforrást kivesszük az áramkörből és az izzót kapcsoljuk a feltöltött kondenzátorra, azt tapasztaljuk,

hogy az izzó ismét felvilágosul (1.15b ábra).

A kondenzátor egysége a farad (F). A farad a gyakorlat számára igen nagy egység, ezért a tört részeit használják:

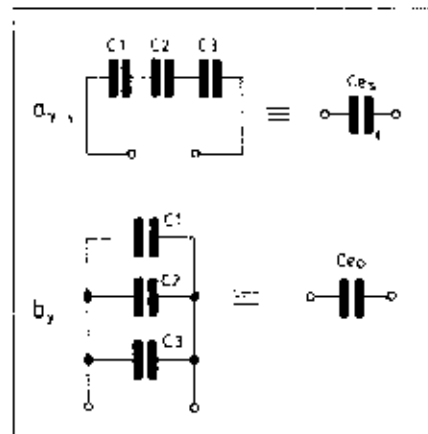
- 1 F = 10⁶ µF (mikro F); 1 µF = 10⁻⁶ F
- 1 F = 10⁹ nF (nano F); 1 nF = 10⁻⁹ F
- 1 F = 10¹² pF (piko F); 1 pF = 10⁻¹² F

1.24. Kondenzátorok soros és párhuzamos kapcsolása

Ahogy az ellenállásokat kapcsolhattuk különféle módon, úgy a kondenzátorokat is sorosan, párhuzamosan és vegyesen kapcsolhatjuk össze egymással (vagy egy másik áramkörti elemmel).

Az 1.16. ábrán a soros és párhuzamos kapcsolást láthatjuk. Az 1.17. ábrán ábrázoltuk a kondenzátorok soros kapcsolásakor fellépő veszélyes jelenséget: a feszültség a kondenzátorok kapacitásával fordított arányban oszlik meg a sorba kapcsolt elemeken. Tehát a legkisebb kapacitású kondenzátor van a legnagyobb veszélyben átütés szempontjából.

A rádió- és vevőkészülékekben a forgókondenzátorokon kívül, amelyeknek a kapacitása változtatható, fix értékű kondenzátorokat is használnak hangolóciklusként, továbbá minden olyan helyen, ahol váltakozó áramú szempontból kicsiny, egyenáramú szempontból nagy ellenállást kell produkálni. A tömbkondenzátorok egyik lehetséges felépítési módját ábrázolja az 1.18. ábra.



1.16. ábra. a) Soros kapcsolt kondenzátorok eredője a C_s

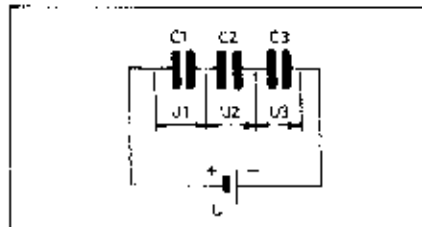
$$C_s = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n}}$$

képlettel számolható. Az eredővel helyettesíthető az eredeti kapcsolás.

Példánl: $C_1 = 1 \mu F$; $C_2 = 56 \text{ nF}$; $C_3 = 820 \text{ pF}$

$$C_s = \frac{1}{10^{-6} + 5,6 \cdot 10^{-8} + 820 \cdot 10^{-12}}$$

$= 8,075 \cdot 10^{-7} \text{ F} = 808 \text{ pF}$. **A háromdarab kondenzátor 808 pF-dal helyettesíthető.**
b) A párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok eredője a részkondenzátorok összegéből számítható ki.



1.17. ábra. Ezen az ábrán a sorba kapcsolt kondenzátorok kapacitásaiból jobbra sorrendben növekszik.

$C_1 = 68 \text{ nF}$; $C_2 = 470 \text{ nF}$; $C_3 = 4,7 \mu F$; $C_4 = 58,86 \text{ nF}$. Az egyes kondenzátorokra

$$\text{fellépő feszültség } U_1 = \frac{C_n}{C_1}; U_2 = \frac{C_n}{C_2};$$

$$U_3 = \frac{C_n}{C_3} \text{ vagyis ha } 500 \text{ V-at kapcsoltunk a soros kapcsoltakra a feszültségek szám szerint így alakulnak: } U_1 = 431 \text{ V};$$

$C_2 = 62,4 \text{ V}$; $U_3 = 6,24 \text{ V}$. Tehát a kondenzátorokon a feszültség a kapacitásuk arányában oszlik meg. A kondenzátorok ügyvezetett szivárgási árama miatt ez az elosztás módosulhat olyan formán, hogy azon fog nagyobb feszültség esni, amelyik jobb minőségű!

1.25. Elektrolitikus kondenzátor

Az elektronikus készülékek (műszerek, rádiók rádióvevők stb.) gyártása, készítése során a hálózati szűrőkörökben nagyon nagy kapacitású kondenzátorok szükségesek. A tranzistoros, félvezetős áramkörök pedig különösen nagy kapacitású kondenzátorokat igényelnek a jó működéshez (10000 µF). Az elektrolit-kondenzátorok készíthetők ilyen nagy kapacitásúak.

Az elektrolit-kondenzátorokat kizárólag váltófeszültséggel nem szabad igénybevenni. A fegyverzetek polarizáltságát állandóan le kell tartani oly módon, hogy a kondenzátorokat egyenárammal előfeszítjük. Ez alatt azt kell érteni, hogy legalább akkora egyenfeszültséget tartunk állandóan a kapcsolaton, mint a váltóáramú jelek maximális amplitúdója. Maximális üzemi feszültség, amire a mai gyártási felkészültség alapján számítani lehet: 500–550 V.

A kivezetések mellett minden „elektrolit-blokkon” feltüntetik a polaritást is. Ha helytelen polaritással kötjük be, akkor a visszafelé folyó áram lerontja, elvékonyítja a szigetelőréteget és rövidesen átütés következik be. Hosszabb ideig használaton kívül helyezve egy elektrolitikus kondenzátort, a szigetelőréteget általában, elveszíti vastagságát. Ilyenkor a feszültségnek csak tört részét szabad a bekapcsoláskor ráadni, hogy maradjon idő az újraformáláshoz.

Minden gyár megadja a saját elektrolit gyártmányaira a µF-onkénti szivárgási áramot, amely jellemző a kondenzátor veszteségeire. Nagyságrendileg 30–50 µA/µF érték körül szokott ingadozni, de amint a feszültség megközelíti a megengedett feszül-

általán átfolyó áramot megszorozzuk az ellenállás sarkain mérhető feszültséggel. A teljesítményt wattban kapjuk meg:

$$P_{\text{vált}} \cdot t_{\text{munka}} = P_{\text{vált}}$$

Az ellenálláson fellépő feszültséget az Ohm-törvényből kiszámíthatjuk, ha ismert az ellenállás értéke ($U = I \cdot R$), ennek az egyenletnek az alkalmazásával a teljesítményre további összefüggéseket kaphatunk:

$$P_{\text{vált}} = I_{\text{vált}} \cdot R_{\text{vált}}$$

Az Ohm-törvényből I -t kifejezve és behelyettesítve:

$$P_{\text{vált}} = \frac{U_{\text{vált}}^2}{R_{\text{vált}}}$$

A három egyenlet közül mindig azt használjuk, amelyiknél a megfelelő két adat ismert.

Egy áramkörben a teljesítményviszonyokat az alábbi példán keresztül tanuljuk áttekinteni.

A villamos ellenállás fejezetben kiszámítottuk, hogy 10 m hosszú 0,2 mm átmérőjű vezetéknek az ellenállása 5,67 Ω . Ha egy 6,3 V feszültségű 100 mA-os izzót kapcsolunk egy áramforrásra, melynek a feszültsége 6,3 V, vajon hogyan alakulnak a viszonyok az áramkörben, ha a telepet és az izzót a megadott vezetővel kötjük össze?

Az izzó ellenállása $\left(\frac{U_{\text{vált}}}{I} = R_{\text{vált}} \right)$

egyenlettel meghatározva) $R_1 = 63$ ohm

Az áramkör összellenállása két részből tevődik össze: R_1 -ből és R_2 -ből, a vezető ellenállásából

$$R_2 = R_1 + R_2 = 63 + 5,67 = 68,67 \text{ ohm}$$

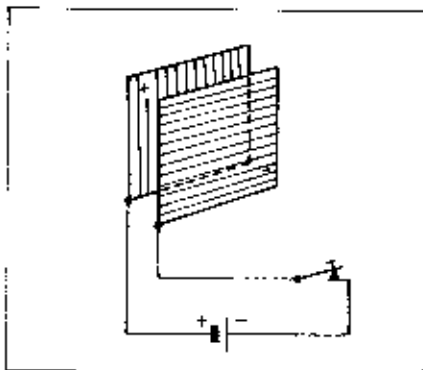
Az áram tehát 100 mA helyett empán

$$I = \frac{U}{R_2} = \frac{6,3}{68,67} = 91,7 \text{ mA}$$

Az izzónak az áram csökkenése miatti ellenállásváltozását elhanyagoljuk).

Az izzón fellépő villamos teljesítmény:

$$P_1 = I_{\text{vált}}^2 \cdot R_{\text{vált}} = (91,7 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 63 = 0,53 \text{ W}$$



1.13. ábr. Nikkondenzátor vizslatos rajza. Igény formában ritkán készítik, az adistechikában azonban találkozhatsz ezzel a megoldással; a szigetelő állványban csillámtervezet

A vezetőn is keletkezik villamos teljesítmény:

$$P_2 = I_{\text{vált}}^2 \cdot R_2 = (91,7 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 5,67 = 0,048 \text{ W}$$

$$\frac{P_1}{P_2} \approx 11$$

Az izzószáll néhány mm hosszú és századmilliméternyi átmérőjű. A vezető keresztmetszeti méretei ennek az ezerszeresénél nagyobbak, ezért izzik az izzószáll, míg a vezető melegeződése szinte nem is észlelhető.

1.21. A villamos munka

A villamos teljesítmény az időegység alatt hővé alakult energiát adja meg. A teljesítmény és az eltelt idő szorzatából megkapjuk, hogy mennyi az az összes energia, amely az adott idő alatt hővé alakult.

$$W_{\text{munka}} = P_{\text{vált}} \cdot t_{\text{munka}}$$

Az energia (az áram munkája) egysége a joule (J) (szál), t az áramfolyás időtartama másodpercben. A joule-t szokás Ws -nak (wattszekundum) nevezni.

Meg kell jegyeznünk, hogy a teljesítmény meghatározásának ismeretével módja csak az alacsony frekvencia-tartományban és egyenáramon ad helyes eredményt. A rádiófrekvenciás tartományban a későbbiekben ismertetett hatások miatt a villamos áram teljesítményét más módszerekkel kell meghatározni.

1.22. A kondenzátor

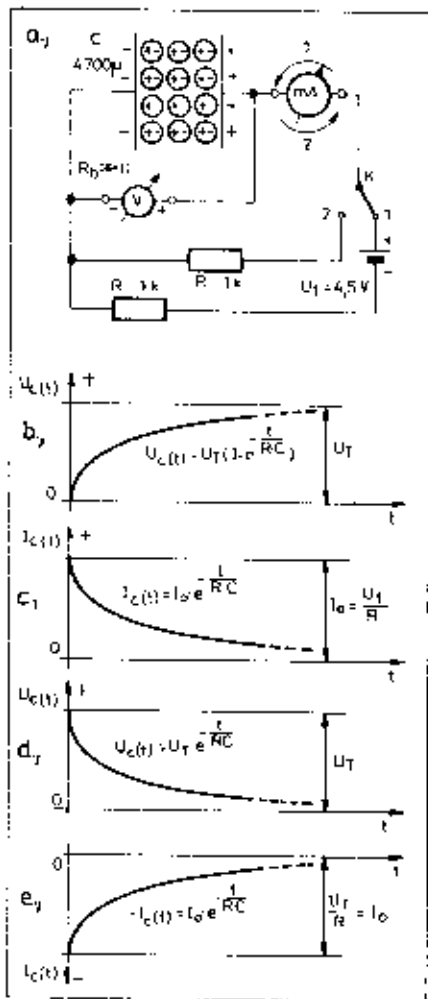
Két egymással szemben, egymásról szigetelten elhelyezett fémlap kondenzátort képez. A fémlapokat fegyverzetnek nevezik, a fegyverzetek között levő szigetelőt dielektrikumnak. Az ilyen módon felépített kondenzátort nélkondenzátornak hívják (1.13. ábra).

A kondenzátor villamos töltéseket képes tárolni. A tárolt töltés a kondenzátorra kapcsolt feszültséggel és kondenzátor kapacitásával arányos: $Q = C \cdot U$ A képletben Q a töltés A -ban, a feszültség V -ban, C a kapacitás faradban.

1.23. A kondenzátor egyenáramú áramkörben

Milyen folyamat játszódik le a töltés tárolása közben? A kérdésre a választ két oldalról kereshetjük: a fegyverzetek külső pontjára műszereket kapcsolunk és mérjük a feszültséget és az áram alakulását (folyik áram?); a fegyverzetek között a fém-szigetelőréteg határára és magában a szigetelőben történő jelenségekre keressük választ.

Tekintsünk az 1.14. ábrára és kövessük a folyamatot lépésről-lépésre. A K kapcsolóval a feszültséget rákapcsoljuk a kondenzátorra. Azt várunk hogy a feszültségmérő ugyanebben a pillanatban U_2 feszültséget és az árammérő pedig nulla áramot fog mutatni



1.14. ábra. Kondenzátor töltésképeinek vizslatos módja. Az a), b) és c) ábrákban a töltéskor fellépő feszültség és áram alakulását láthatjuk, a d) és e) ábrákban a kisütéskor fellépő feszültség és áram teljesítményét ábrázoltuk az idő függvényében

és ez az állapot megmarad addig, amíg a kapcsolót bekapcsolva tartjuk.

Mi történik a valószínű a varaközéssel szemben? A bekapcsolás pillanatában az árammérő műszer kilendül és áramot mutat, a feszültségmérő mutatója nullán marad. A bekapcsolást követő pillanatokban az árammérő mutatója a nulla felé mozogni - eszikken az áram - a feszültségmérő mutatója pedig kilendül a nulláról és emelkedő feszültséget mutat. Egy idő után azt tapasztaljuk, hogy az áram nullára eszikken és a feszültség a kondenzátoron eléri U_2 értékét.

A bekapcsolás pillanatában tehát a kondenzátoron a feszültség nulla és az idő múltával exponenciálisan emelkedik. Úgy is mondhatjuk, hogy a kondenzátor az első pillanatban rövidzárral helyettesíthető az áramkörben, hiszen ez az állapot $\left(U = 0; I = \frac{U_T}{R} \right)$ a rövidzárnak felel meg. Az 1.14b és c ábrákban az áram és a feszültség időbeli lefolyását ábrázoltuk a K kapcsoló

csolást alkotó egyes ellenállások ellenállásának összegével, vagyis

$$R_{\Sigma} = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n$$

Az 1.10. a és b ábrán két tagot ábrázoltunk (R_1 -et, és R_2 -t) és az eredőt, R_{Σ} -t.

Számszerűen egy példát mutatjuk be a soros kapcsolás eredőjének számítását. Számítsuk ki, hogy ha egy áramkörben 3 db ellenállás van sorosan kapcsolva és az egyik 1 kohm értékű, a másik 3,3 kohm értékű, a harmadik 4,7 kohm értékű, mekkora eredő ellenállással lehet ezt a három ellenállást helyettesíteni.

$$R_{\Sigma} = 1 \text{ kohm} + 3,3 \text{ kohm} + 4,7 \text{ kohm} = 9 \text{ kohm}$$

Számszerűen ki még egy példát, amely már egy kicsit nehezebb lesz, a gyakorlat azonban ehhez hasonlókkal szolgál. A meglévő feszültségforrásunk 12,6 V-os, nekünk 6,3 V-os fűtésű elektron-sóvívünk van, amely 0,3 A fűtőáramot igényel. Kérés, hogy mekkora ellenállást kössünk sorosan az elektron-só fűtésével, hogy ne károsuljék meg.

Az biztos, hogy az áramkörben 0,3 A erősségű áramnak kell folyni. Ha tehát a 12,6 voltot elosztjuk a 0,3 A-rel megkapjuk azt az ellenállásértéket, amely 12,6 volt esetén a megfelelő áramot hozza létre.

$$\frac{12,6 \text{ V}}{0,3 \text{ A}} = R = 42 \text{ ohm}$$

Ezután osszuk el a 6,3 voltot 0,3 A-rel, akkor megkapjuk, hogy az elektron-só fűtőszálának mekkora az ellenállása:

$$\frac{6,3 \text{ V}}{0,3 \text{ A}} = 21 \text{ ohm}$$

Bekíthető, hogy 21 ohmos ellenállást kell a fűtőszállal sorosan kapcsolni és akkor: 21 ohm + 21 ohm = 42 ohm eredő ellenállás kapcsolódik az áramkörbe. Az is belátható, hogy a sorosan kapcsolt ellenálláson át folyó 0,3 A erősségű áram hatására az ellenállás éppen a többször 6,3 Voltot fogja „felvenni”.

Az előbbiekben tapasztaltuk általában is igazak, vagyis egy zárt áramkörben az ellenállásokon eső feszültségek összege egyenlő az áramforrás feszültségével. Ez Kirchhoff második törvénye, amelyet indukciótörvénynek is neveznek.

1.18. Ellenállások párhuzamos kapcsolása

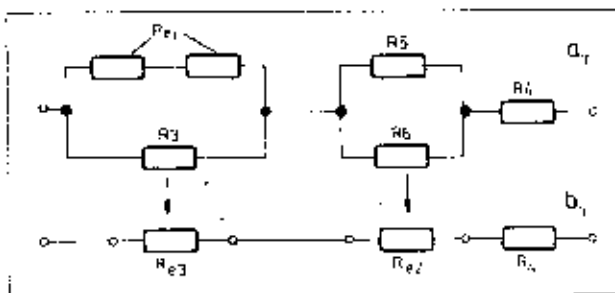
A párhuzamosan kapcsolt ellenállások eredő ellenállását a vezetőképességek kiszámítására vezetjük vissza. A párhuzamosan kapcsolt vezetőképességek összeadhatók.

A párhuzamosan kapcsolt ellenállások eredőjét az

$$R_{\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n}}$$

$$= \frac{1}{G_1 + G_2 + G_3 + \dots + G_n}$$

1.12. ábra. Vegyesen kapcsolt ellenállások eredője meghatározásának menete. Először meghatározzuk R_{e1} -et és R_{e2} -t határozzuk meg, második lépésben R_{e3} -at, végül az eredőt



segítségével lehet kiszámítani. Két párhuzamosan kapcsolt ellenállás esetén használható a

$$R_1 \cdot R_2 = R_{\Sigma} \cdot R_3$$

$$R_3 = R_1 + R_2$$

(ez utóbbi forma elterjedt rövidítése a párhuzamos kapcsolás képletének).

Az 1.11. a ábrán látható ellenállások értékei legyenek $R_1 = 5 \text{ kohm}$; $R_2 = 15 \text{ kohm}$, határozzuk meg az eredőt!

$$R_{\Sigma} = \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 15 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^3 + 15 \cdot 10^3} = 3,75 \text{ kohm}$$

Az $\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = R_{\Sigma}$ képletet több

mint két ellenállás esetében így alkalmazzuk, hogy az első kettőből számított közbelső eredővel, és a harmadikkal, mint párhuzamos ellenállással szarítottuk a következő eredőt. A módszer azt akárhány ellenállás esetén alkalmazhatjuk. Például: $R_1 = 470 \text{ ohm}$; $R_2 = 820 \text{ ohm}$; $R_3 = 680 \text{ ohm}$ értékű ellenállások párhuzamos kapcsolásában vannak, hány ohm az eredő ellenállás?

$$R_{e1} = \frac{470 \cdot 820}{470 + 820} = 298,759 \text{ ohm}$$

$$R_{\Sigma} = \frac{R_{e1} \cdot R_3}{R_{e1} + R_3} = \frac{298,759 \cdot 680}{298,759 + 680} = 207,57 \text{ ohm}$$

Ez utóbbi esetben a három db párhuzamos ellenállásra kapcsoltuk például $U = 4,5 \text{ volt}$ feszültséget és számítottuk ki, hogy mekkora áram folyik az ellenállásokon külön-külön, és az egyes áramok összege hogyan viszonyul a telephől folyó áramhoz. Az áram kiszámítását az Ohm-törvény alkalmazásával végzhetjük el.

$$I_1 = \frac{U}{R_1} = \frac{4,5 \text{ V}}{470} = 9,57 \text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{U}{R_2} = \frac{4,5 \text{ V}}{820} = 5,49 \text{ mA}$$

$$I_3 = \frac{U}{R_3} = \frac{4,5 \text{ V}}{680} = 6,62 \text{ mA}$$

$$I_{\Sigma} = \frac{U}{R_{\Sigma}} = \frac{4,5 \text{ V}}{207,57} = 21,68 \text{ mA}$$

Ezek után adjuk össze az ágakba folyó áramokat:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 9,57 \text{ mA} + 5,49 \text{ mA} + 6,62 \text{ mA} = 21,68 \text{ mA} = I_{\Sigma}$$

Az eredmény azt mutatja, hogy az áramok összege az áramforrásból

kifolyó árammal, vagyis a főág áramával azonos. Ez nemcsak ebben az esetben van így, hanem minden esetben, amikor ellenállások vannak párhuzamosan kapcsolva. Ez Kirchhoff első törvénye, a csomóponti törvény.

1.19. Ellenállások vegyes kapcsolása

Az 1.12a ábrán látható egy vegyes kapcsolású ellenálláshálózat (sorosan és párhuzamosan kapcsolt ellenállásokból alkotott párhuzamos és soros elrendezés). Az ilyen elrendezésű kapcsolások eredőjének kiszámításához adtunk számítást 1.12b. ábrán. Először meghatározzuk a R_{e1} -et, R_{e2} -t majd R_{e3} -at a soros illetve a párhuzamos kapcsolás szabályai szerint, végül R_{Σ} -t a soros kapcsolás szabályai szerint. Az 1.12. ábrához számítsuk ki egy számítást: $R_1 = 110 \text{ ohm}$, $R_2 = 110 \text{ ohm}$, $R_3 = 220 \text{ ohm}$, $R_4 = 470 \text{ ohm}$, $R_5 = 56 \text{ ohm}$, $R_6 = 150 \text{ ohm}$

$$R_{e1} = R_2 + R_3 = 2 \cdot 110 \text{ ohm} = 220 \text{ ohm};$$

$$R_{e2} = \frac{R_5 \cdot R_6}{R_5 + R_6} = \frac{56 \cdot 150}{56 + 150} = 47,80 \text{ ohm}$$

$$R_{e3} = \frac{R_{e1} \cdot R_4}{R_{e1} + R_4} = 110 \text{ ohm};$$

$$R_{\Sigma} = R_{e3} + R_1 + R_{e2} = 110 + 40,78 + 470 = 620,78 \text{ ohm}$$

A fenti számításhálól látható, hogy tulajdonképpen egyszerű módon lehet lebontani a látszólag bonyolult vegyes kapcsolású áramkör (hálózat) is. A gyakorlatban találkozhatunk olyan ellenállás hálózatokkal, amelyek nem tartoznak az eddig megismertek közé. Ezek az ellenálláshálózatok kereszttagokat áthidaló tagokat tartalmaznak. Viszonylagos bonyolultságuknál fogva könyvünk nem foglalkozik ezekkel.

1.20. Teljesítmény és energia

Az áramtól átjárt vezetők, ellenállások az elektromos energia hővé alakul (mind a kettőn, hiszen a vezető; ellenállás elvezetés önkényes). Mindenki saját tapasztalatából tudja, hogy valamennyi elektromos berendezés melegszik és hőt termel, bár talán nem is az a rendeltetése, hogy melegítsen; az izzólámpának például csak világításra kellene, ezzel szemben ugyancsak melegít.

Az áram hatására létrejövő villamos teljesítményt megkapjuk, ha az ellen-

lázitban megtaláljuk néhány a gyakorlatban előforduló vezetőknek a rézhez viszonyított ellenállását, vagyis azt, hogy az adott anyag hányszor nagyobb ellenállást képvisel, mint a vörösréz (természetesen azonos geometriai viszonyokat és azonos hőmérsékletet feltételezve).

A villamos ellenállás az összekötő kapocs a villamos feszültség és a villamos áram között. A törvényt, amely a mennyiségi viszonyokat fejezi ki, Ohm-törvénynek nevezik:

$$R = \frac{U}{I}; I = \frac{U}{R}; U = I \cdot R$$

A három egyenlet ugyanazon összefüggésnek három alakja. Mindegyik külön-külön alkalmas arra, hogy a három mennyiség közül kettőnek az ismeretében a harmadikat meghatározzuk. Az R ellenállás mértékegysége az ohm (Ω). Ha egy áramkörben 1 ohm ellenállásra 1 V feszültséget kapcsolunk, az áramerősség 1 amper (A).

Ha a fenti egyenletbe az U feszültséget voltban, az R ellenállást ohmban, az I áramot amperben helyettesítjük be, a keresett mennyiséget mindig alapegységekben kapjuk. Pl. egy 4,5 V-os áramforrásra egy olyan izzót kapcsolunk, amelyen 0,1 A áram folyik, az izzó ellenállására

$$R = \frac{U}{I} = \frac{4,5 \text{ V}}{0,1 \text{ A}} = 45 \text{ ohm}$$

alólik.

Ha egy alkalmas műszerrel megmérjük az izzó ellenállását, azt tapasztaljuk, hogy hideg állapotban más lesz az értéke, mint izzó állapotban. A villamos ellenállás függ a hőmérséklettől.

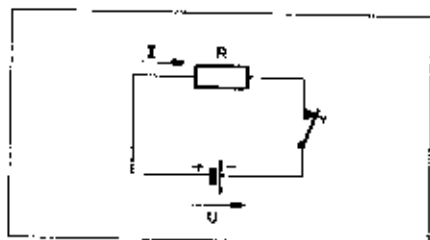
A meleg állapotban mérhető ellenállást meghatározhatjuk az $R_t = R(1 + \alpha t)$ egyenlettel, ahol R_t az ellenállás (ohmban) t hőmérsékleten, R az ellenállás (ohmban) 20°C -on, α a hőmérsékleti együttható, melynek értéke

$$\text{vörösrézre } 3,92 \cdot 10^{-4} \left[\frac{1}{^\circ\text{C}} \right]$$

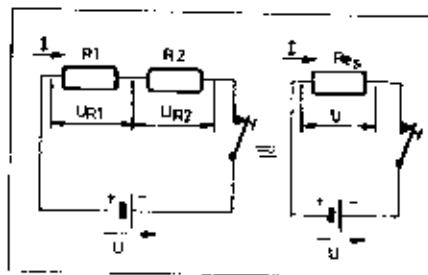
$$\text{alumíniumra } 4 \cdot 10^{-4} \left[\frac{1}{^\circ\text{C}} \right]$$

$$\text{konstantánra } 0,05 \cdot 10^{-4} \left[\frac{1}{^\circ\text{C}} \right]$$

Egy adott anyagból készített vezető ellenállása a függ a vezető geometriai méreteitől. A méretektől való függést kifejezi az $R = \rho \cdot \frac{l}{q}$ egyenlet. Az egyen-



1.9. ábra. Egyszerű áramkör



1.10. ábra. Sorban kapcsolt ellenállás-komplexum helyettesíthető az eredő ellenállással

letben ρ az anyag fajlagos ellenállása, l a hossza m -ben és q a keresztmetszete mm^2 -ben. Pontosan ρ nagyságú ellenállása van 20°C -on 1 m hosszú, 1 mm^2 keresztmetszetű vezetőknek.

A ρ értéke:

	Ωmm^2
vörösrézre	0,0178
	m
alumíniumra	0,03
	m
özüstre	0,016
	m

Határozzuk meg például 10 m hosszú, 0,2 mm átmérőjű rézhuzal ellenállását 20°C -on és 60°C -on.

Az $R = \rho \cdot \frac{l}{q}$ egyenletben a q értéke nem adott, tehát ezt kell először meghatározni. $q = \frac{D^2 \cdot \pi}{4} = 0,0314 \text{ mm}^2$

$$R_{20} = 0,0178 \cdot \frac{10}{0,0314} = 5,67 \text{ ohm}$$

$$R_{60} = R \cdot [1 + \alpha(t - 20)] = 6,58 \text{ ohm}$$

A példa tanulsága szerint az ellenállás növekedés 60°C -on 20°C -hoz viszonyítva kb. 16%-os. Érdekeséggé válik az egyenletből meghatározható minden anyagra az a hőmérséklet, amelynél az ellenállás 20°C -hoz képest a kétszeresére változik. Réznél 270°C -nál van ez a hőmérséklet.

1.13. Ellenállás mbt alkatrész

Az előzőekben az ellenállást úgy ismertük meg, mint a vezetőknek egy speciális villamos tulajdonságát. A gyakorlatban találkozunk olyan alkatrészekkel, melyeknek a neve ellenállás. Ezek az elemek vagy a réznél nagyobb fajlagos ellenállású fémhuzalból készülnek (pl. konstantánból), vagy pedig különleges szénből. Újabbban találkozhatunk fémréteg ellenállással is. Valamennyi ellenállásra jellemző, hogy meghatározott ohm- és teljesítmény-értékekkel vagy tömegben állítják elő.

1.14. Vezetőképesség

Egyes alkalmazásoknál előszerű az ellenállás helyett annak reciprokát megadni. Az ellenállás reciproka a vezetőképesség, jele G , mértékegysége a siemens (S).

$$1 \text{ S} = \frac{1}{1 \text{ ohm}}$$

A szakirodalomban az egyes műszerekben a vezetőképességet nem S-sel, hanem máho-val jelölik, $1 \text{ máho} = 1 \text{ S}$.

A lényeg minden esetben ugyanaz, vagyis a vezetőképességet az ellenállás reciprokaként számítjuk:

$$G_{[S]} = \frac{1}{R_{[ohm]}} = \frac{1}{U[V]} = I[A]$$

1.15. Az egyszerű áramkör

A legegyszerűbb áramkör az 1.9. ábra szerint állítható össze; a feszültségforrásból, az ellenállásból (fogyasztó) és a kettőt összekötő vezetőlől, valamint a kapcsolóból áll. Az egyszerű áramkörben érvényes az Ohm-törvény: az ellenálláson átfolyó I áram egyenesen arányos a telep feszültségével (U) és fordítottan az ellenállással (R).

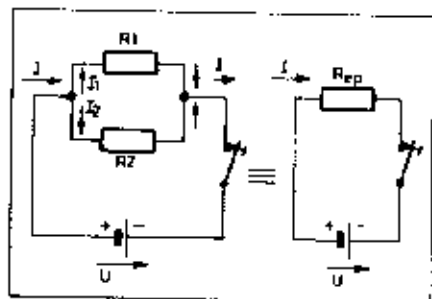
1.16. Sorosan és párhuzamosan kapcsolt ellenállások

A gyakorlatban általában nemcsak egy ellenállás van az áramkörben. Több ellenállás lehetséges egyszerű kapcsolási módjai: a soros kapcsolás (1.10.a. ábra), a párhuzamos kapcsolás (1.11.a. ábra) és a vegyes kapcsolás (1.12.a. ábra).

A különböző módon kapcsolt ellenállások eredőértékének nevezzük azt az ellenállás-értéket, amelyet az áramkörbe kapcsolva az adott soros, párhuzamos vagy vegyes elrendezés helyett pontosan ugyanakkora áramerősséget hoz létre, mint az adott soros, párhuzamos vagy vegyes elrendezés.

1.17. Ellenállások soros kapcsolása

A sorosan kapcsolt ellenállások eredő ellenállása egyenlő a soros kap-

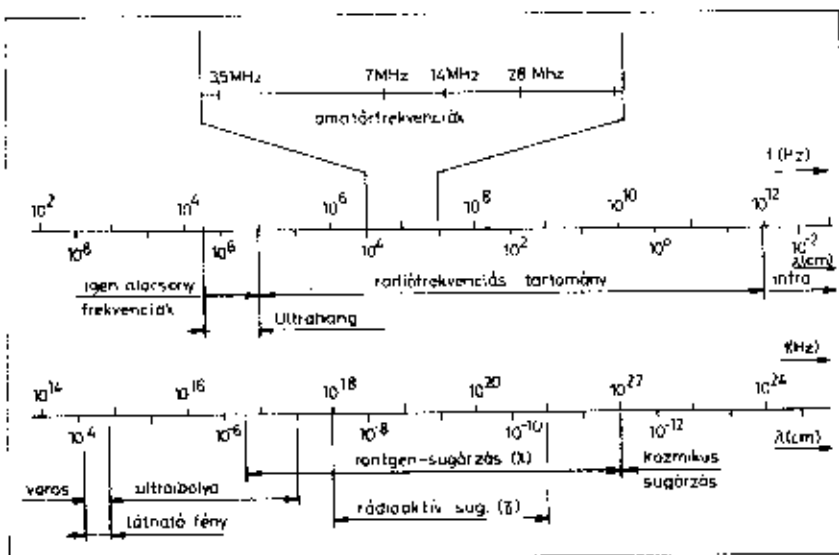


1.11. ábra. Párhuzamosan kapcsolt ellenállások helyett az eredő ellenállást iktatjuk az áramkörbe. Az áramkörre arányos nem változik meg

A mértékegység neve és rövidítése	Az egységek létszámait (hányadrészt) jelenti	Példa
tera (T) giga (G) mega (M) kilo (k) hekto (h) deka (dk, da)	1 000 000 000 000 = 10 ¹² 1 000 000 000 = 10 ⁹ 1 000 000 = 10 ⁶ 1 000 = 10 ³ 100 = 10 ² 10 = 10 ¹	10 ⁸ Hz = 1 G Hz 10 ⁸ m = 1 Mohn 10 ⁸ m = 1 km 10 ³ l = hl 10 gr = 1 dk
deci (d)	$\frac{1}{10}$	10 ⁻¹ m = 1 dm
centi (c)	$\frac{1}{100}$	10 ⁻² g = 1 cg
milli (m)	$\frac{1}{1000}$	10 ⁻³ V = 1 mV
mikro (μ)	$\frac{1}{1000 000}$	10 ⁻⁶ A = 1 μA
nano (n)	$\frac{1}{1000 000 000}$	10 ⁻⁹ F = 1 nF
piko (p)	$\frac{1}{1 000 000 000 000}$	10 ⁻¹² F = 1 pF
fermi (f)	$\frac{1}{1 000 000 000 000 000}$	10 ⁻¹⁵ H = 1 fH
atto (a)	$\frac{1}{1 000 000 000 000 000 000}$	10 ⁻¹⁸ A = 1 aA

3. táblázat

A görög betű jele		Megnevezése	A görög betű jele		Megnevezése
kisbetű	nagybetű		kisbetű	nagybetű	
α	Α	alfa	ν	Ν	nü
β	Β	béta	ξ	Ξ	xi
γ	Γ	gamma	ο	Ο	otókron
δ	Δ	delta	π	Π	pi
ε	Ε	epszilon	ρ	Ρ	rho
ζ	Ζ	zéta	σ	Σ	szigma
η	Η	eta	τ	Τ	tau
θ	Θ	theta	υ	Υ	üpsilon
ι	Ι	ióta	φ	Φ	fi
κ	Κ	kappa	χ	Χ	chi
μ	Μ	mu	ψ	Ψ	psi
ξ	Ξ	xi	ω	Ω	omega



A rádióvitel 100 000 Hz-nél nagyobb frekvenciájú villamos jelekkel, elektromágneses rezgésekkel lehetséges. A 100 000 Hz-nél magasabb, de a 1 000 000 000 000 Hz-nél alacsonyabb frekvenciájú jeleket rádiófrekvenciás jeleknek nevezik. A 2. táblázat alapján a fent megadott két frekvenciahatárt így írhatjuk át: 100 kHz – 1 000 GHz-ig.

Az előzőekben is előfordult már, hogy a jelölésekben a görög abc betűit használtuk. A későbbiekben ez gyakori lesz, ezért a 3. táblázatban a görög abc betűrendes felsorolását mellékeljük.

Az 1.8. ábrán a teljes elektromágneses hullámteremtényt ábrázoltuk.

Az üres térben az elektromágneses energia fénysebességgel terjed. A terjedési sebességből és a frekvenciából meghatározhatjuk a hullámhosszát.

$$\lambda(m) = \frac{300 \text{ 000 000} \left[\frac{m}{sec} \right]}{\text{frekvencia [Hz]}}$$

A képletben λ-t (ejtsd lambdát) méterben kapjuk meg, ha a frekvenciát Hz-ben helyettesítjük. Az amatőr gyakorlatban a képletnek az alábbi formáját használjuk

$$\lambda(m) = \frac{300}{f \text{ [MHz]}}$$

vagyis lambdát méterben megkapjuk, ha 300-at elosztjuk a frekvenciával, amelyet megahertzben kell behelyettesíteni. Például: a 3,5 MHz-es frekvencia hullámhossza:

$$\lambda = \frac{300}{3,5} = 85,71 \text{ méter}$$

1.12. A villamos ellenállás

Azért az előzőekben már említés történt róla, a vezetőkben (általában fémek) az elektronok áramlása akadályoztatva van a molekulákkal való ütközések következtében. Ez az akadályoztatás a mechanikai súrlódáshoz hasonló hatást fejt ki. Amely fémekben kevés súrlódó ellenállással találkozunk az elektronok, azok a jó vezetők.

Ebbe a csoportba tartoznak a fémek közül az ezüst (Ag), a vörösréz (Cu), az alumínium (Al). A leggyakrabban használt vezető anyag a réz. A 4. táblázat

4. táblázat

Fém	Vezetési	A rézhez viszonyított ellenállás
Ezüst	Ag	0,964
Réz	Cu	1
Arany	Au	1,32
Alumínium	Al	1,625
Ólom	Pb	2,04
Platina	Pt	6,3
Ólom	Pb	12,3
Wolfrám	W	3,2

1.8. ábra. Az elektromágneses hullámok teljes spektruma. Az amatőr sávot az ábrán fent kiemelve ábrázoltuk

1.8. A váltakozó áram jellegzetes értékei

Az idő múlásával minden pillanatban más és más. Igaz, hogy a periódicitás (periodikus jelleg) miatt a két szélső érték közötti pillanatarértékek másodpercenként, a frekvenciájuk megfelelően 2-fszer megismétlődnek. A gyakorlat számára azonban nagyon fontos volt olyan jellegzetességeket keresni, amelyekkel a szinuszos váltakozó áram vagy feszültség egyszerűen megadható. A jellegzetes értékek megállapításánál minden esetben a váltakozó áram (vagy feszültség) fizikai hatásából indulunk ki. A szinuszos váltakozó feszültség jellegzetes értékeit az 1. táblázatban foglaltuk össze.

1.1. táblázat

A jellegzetes mennyiség		
Negnevezés	Jele	Kiszámítása
Pillanatarérték	$u(t)$	$u(t) = \hat{U} \cdot \sin \omega t$
Csúcsérték	$\hat{U}; \hat{I}$	$\hat{U} = 1,41 \cdot U_{eff}$
Effektív érték	$U; I_{eff}$	$U \approx 0,71 \hat{U}$
Teljes periódusra átlagolt fél szinuszhullám	$U_{\Sigma}; I_{\Sigma 0}$	$U_{\Sigma} \approx 0,318 \hat{U}$
Teljes periódusra átlagolt teljes szinuszhullám	$U_{\Sigma}; I_{\Sigma 0}$	$U_{\Sigma} \approx 0,637 \hat{U}$

1.9. Effektív érték

A leggyakrabban használt jellegzetes érték. Képzésének az az alapja, hogy akár számfésszel, akár mérőszel meghatározható az az egyenáram, amely egy adott szinuszos váltakozó árammal azonos hőteljesítményt ad, ugyanazon idő alatt. Az effektív értéket az indexben *eff*-el jelöljük:

$$U_{eff} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}} \quad I_{eff} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}$$

Az 1.5. ábrán egy szinuszos félhullámra rárajzoltuk az effektív értéket.

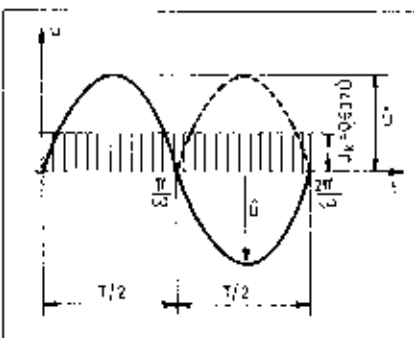
1.10. A számtani vagy elektrolitikus középérték

Képzésének az az alapja, hogy megkeressük azt az egyenáram-értéket, amely egy adott váltakozó árammal azonos elektrolitikus hatást vált ki. A kiszámításnál meghatározzuk annak a $T/2$ alapú négyzetnek a magasságát, amelynek a területe azonos a szinuszgörbe alatti területtel a $T/2$ tartományban.

$$U_k = \frac{2}{\pi} \cdot \hat{U} = 0,637 \hat{U}$$

A mutatók műszerek (Doprez) középértéket mérnek és skálájuk effektív értéken van kalibrálva.

A középértékek értelmezésénél a teljes periódusra vonatkoztatva különbséget kell tenni. Az effektív értékénél



1.6. ábra. A számtani középérték kétoldalas egyenirányított szinuszejel esetén

nincsen probléma, hiszen a negatív félperiódus ugyanúgy „melegít”, mint a pozitív félperiódus.

A galvanikus vagy számtani középérték értelmezése a teljes periódusra csak akkor reális, ha a negatív félperiódust átforgatjuk az időrengely körül a pozitív tartományba vagy a negatív periódust eltüntetjük (az előbbi eset gyakorlati megvalósítása a kétoldalas, míg az utóbbi eset gyakorlati megvalósítása az egyoldalas egyenirányítás). Ez azt jelenti, hogy az

$$U_k = \frac{2}{\pi} \hat{U} \text{ egyenlővel kiszámolt } \hat{U}_k$$

érték a teljes periódusra is igaz, ha a negatív félperiódust beforgatjuk a pozitív tartományba (1.6. ábra). Ha a negatív félperiódust „levágjuk” és a középértéket a teljes periódusra számoljuk akkor az

$$U_k = \frac{\hat{U}}{\pi} \text{ összefüggést kell használni (1.7. ábra).}$$

Két egyszerű példában megmutatjuk, hogyan lehet az elmondottakat alkalmazni.

1. A hálózati feszültség effektív értéke 220 V, a frekvenciája 50 Hz, írjuk fel a szinuszos egyenletet.

Az egyenlet általános alakja $u = \hat{U} \cdot \sin \omega t$.

\hat{U} meghatározható az $U_{eff} = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$ egyenletből, ha \hat{U} -ra rendezzük, $\hat{U} = \sqrt{2} \cdot U_{eff} = 1,41 \cdot 220 = 310 \text{ V}$.

Továbbá ω -t meghatározhatjuk az $\omega = 2\pi \cdot f$ egyenletből.

$$\omega = 2\pi \cdot f = 6,28 \cdot 50 = 314 \frac{\text{rad}}{\text{sec}}$$

tehát

$$u = 310 \cdot \sin 314 t$$

A gyakorlatban a csúcsértékek ismerete nagyon fontos, mert az alkalmazott áram- és feszültség-terhelhetősége korlátozott, de a megengedett mértékig viszont sokszor célszerű igénybe venni őket.

2. Az effektív értékkel ugyanúgy számolható a villamos teljesítmény, mint ha egyenárammal volna dolgunk.

$$P = U \cdot I \text{ [watt]}$$

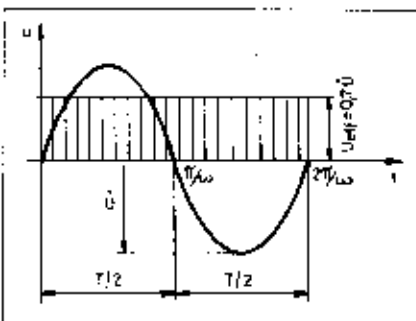
Egy fűtőtest 1 kW-os és 220 V-os hálózatra kapcsolható. Mekkora áramot vesz fel a hálózathoz?

$$P = U_{eff} \cdot I_{eff}, \text{ ebből } I_{eff} = \frac{P}{U_{eff}}$$

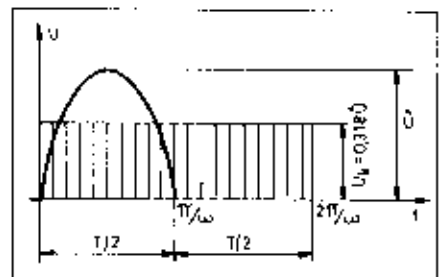
$$I_{eff} = \frac{1000}{220} = 4,55 \text{ A}$$

1.11. Hullámbossz

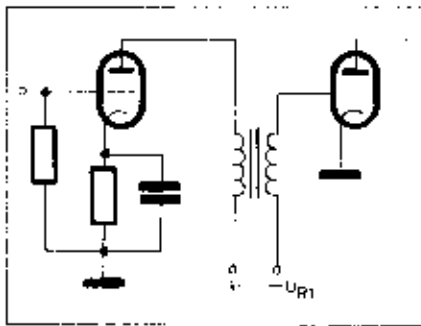
A 15–15 000 Hz-ig terjedő mechanikus rezgéseket az emberi fül fel fogja. Ezeket a rezgéseket hangfrekvenciás rezgésnek nevezzük. Ugyanebben a tartományban (15–15 000 Hz) eső villamos jeleket is hangfrekvenciás jeleknek nevezik, ugyanis alkalmas átalakítóval (pl. fejhallgató, hangszóró) ezek a villamos jelek átalakíthatók hallható mechanikus rezgésekké.



1.5. ábra. Az effektív érték értelmezése



1.7. ábra. Számtani középérték egyoldalas egyenirányított szinuszejel esetén



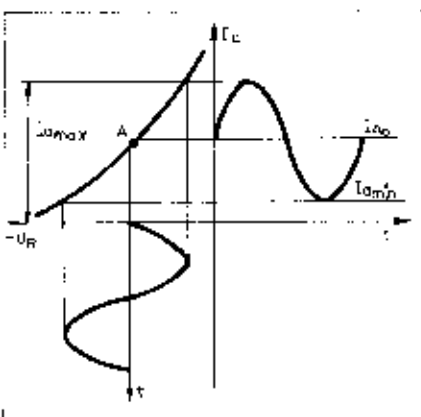
2.24. ábra

jük, hogy a teljesítmény-erősítőknél általában előtérbe kerül a hatásfok kérdése, míg a feszültség-erősítők esetében a kimenő feszültség annál nagyobb, minél nagyobb az R_L értéke. A teljesítmény-erősítőknél R_L értékét más szempontok szerint kell meghatározni.

Kapcsolásuk szempontjából az erősítők a bennük található fokozatok, csövek vagy félvezetők száma szerint osztályozhatók. Előfordul, hogy egyetlen fokozaton belül több (páros számú) erősítő elemet alkalmaznak.

A felerősített jelnek az egyik fokozathól a következő fokozatra kell átkerülnie. Az átvitelt biztosíthatja a két fokozat egyenáramú csatolása, vagy egy közbeiktatott impedancia, mely lehet fojtótekeres, transzformátor vagy kondenzátor.

Egyenáramú erősítőnél az első cső anódiá közvetlenül, vagy az előfeszültséget biztosító telepen keresztül van a következő cső rácására kötve. A telep helyes polaritása közbeiktatására azért van szükség, hogy a második cső rácása a katódjához képest negatív potenciálra kerüljön. Ilyen például 2.27. ábrán látható kapcsolás. Ma már elterjedt az a megoldás, amikor két cső között Zener-dióda biztosítja a csatolást (2.22. ábra). Közös háttérnyomás minden egyenáramú erősítőnek, hogy a tápfeszültség stabilizálására igen nagy gondot kell fordítani. Például, ha az előfeszültségforrásban 0,01 V ingadozás lép fel, úgy ez könnyen megfelelhet 100 V ingadozásnak kétfokozatú erősítés után. Ma már számos működés



2.25. ábra

esetén ismeretes, amely az ilyen irányú érzékenységet lecsökkenti.

Amennyiben nem követelmény a nulla frekvencia átvitele, az egyes fokozatok között csatoló elemet helyezzünk el, amely kapacitás, transzformátor vagy rezgőkör lehet. Ezeknek kettős feladatát kell teljesíteniük:

1. Biztosítani kell az első cső részére U_{A0} és I_{A0} és lépjen fel rajta az U_B (az anód-váltófeszültség)
2. Az egyenfeszültségről le kell választani a váltófeszültséget.

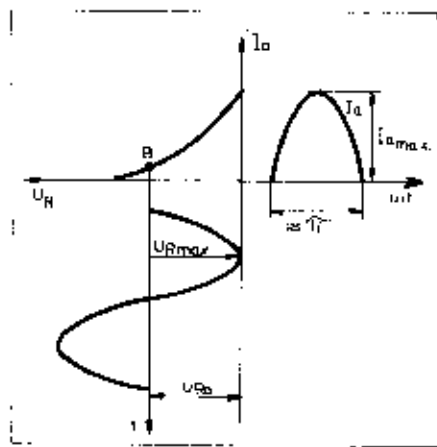
Elvben tehát mindegyik csatolási módnak kell tartalmaznia valamilyen szigetelő eszközt, amely az egyenfeszültséget elválasztja a következő cső rácától. Ez csak kondenzátor vagy transzformátor lehet. Az egyenáram hozzávezetését az anódimpedancia szabja meg, amelynek ellenállást, induktivitást vagy rezgőkört választanunk. A váltófeszültséget a 2.23. ábra megoldásában egy kondenzátor (C_c) viszi át a második cső rácására. Ha ennek a kondenzátornak a reaktanciája esakély az R_L -hez és R_c -hez képest, úgy az R_c -n megjelenő váltófeszültség gyakorlatilag teljes egészében a második csőre kerül. Gyakran alkalmaznak a transzformátoros csatolást, elvi felépítése a 2.24. ábrán látható. Hangolt körű transzformátorokat elsősorban a rádiófrekvenciás erősítőkben alkalmaznak, hangfrekvenciás erősítőkbe hangulatlan transzformátorokat építünk be.

A frekvenciatartomány szerinti osztályozás alapja az, hogy milyen széles sávot visz át az erősítő. Megkülönböztetünk keskenysávú átvitelt (hangolt körökkel, kristályszűrővel biztosítjuk) és szélesávú átvitelt, amelyet hangulatlan elemek alkalmazásával érhetünk el. Az átviteli tartományokat nem a csövek, hanem mindig a csatoló elemek határozzák meg. Csak igen rövid hullámhossznál (300 MHz felett, ahol a csövek működésében korlátozó tényezők jelentkeznek) kell figyelembe venni a cső frekvenciakorlátozó hatását.

Az áram folyási időtartama szerint megkülönböztetünk A, B és C-osztályú erő töltet.

Kétdig ismertettük kapcsolásainkban a csöveket előltuk megfelelő anódfeszültséggel, előfeszültséggel és vezérléssel. Ezzel tulajdonképpen az $I_A - U_B$ karakterisztikán tudatosan kiválasztottunk egy pontot, amely körül a vezérlő feszültség ingadozhatott. A nyugalmi előfeszültség értékének megfelelően folyik ezen cső anódsáramkörüben I_{A0} nyugalmi anódsáram, melyre még rászuperponálódik a váltójel által megszabott i_a . Tehát vezérlés nélkül is folyik a csövön I_{A0} anódsáram. Ha kikötjük azt, hogy I_A és i_a eredője a vezérlés egész időtartamában folyjék, úgy meghatároztuk az „A”-osztályú erősítőket (2.25. ábra).

B-osztályú erősítőnél az $U_{B0} - t$ akkorára választjuk, hogy $I_{A0} = 0$ legyen, viszont a vezérlő feszültség amplitúdója az előbbieknél éppen kétszerese le-



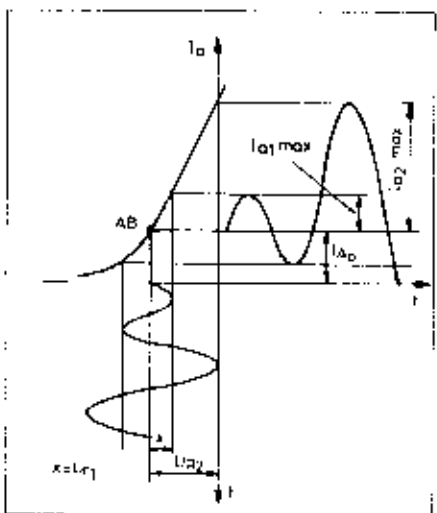
2.26. ábra

het (2.26. ábra). Az anódsáram, akár nagy, akár kis vezérlést kap a cső, egy cikluson belül csak 180°-ig folyik, 180°-on át szűnnetel.

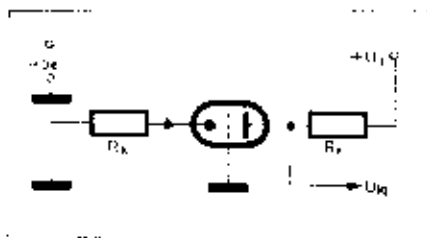
A két osztály között is létezik egy csoport. Ha a munkapontot A-hoz képest erősen eltoljuk B felé, akkor vezérlés nélkül folyik ugyan egy bizonyos értékű I_{A0} áram, de vezérlés közben nem egyezik meg a közepes anódsárammal (2.27. ábra). Kis amplitúdójú vezérlésnél a kapcsolás úgy működik mint A-osztályú nagy vezérlésnél a cső egy bizonyos időtartamon keresztül lezár és működése hasonló a B-osztályúakéhoz. Az anódsáram folyási szöge mindig nagyobb, mint 180°, a 360°-ot kis jeleknél éri el.

„C”-osztályú erősítőknél a munkapontot messze a negatív rácásfeszültség tartományába helyezzük úgy, hogy vezérlő feszültség nélkül a csövön egyáltalán nem folyik áram, még kis amplitúdójú vezérlő jeleknél sem. Az áram folyási szöge kisebb 180°-nál (2.28. ábra).

Szokásos egy további indexjelölés. Amely betű után 1-es kerül,



2.27. ábra



2.19. ábra

$$\frac{u_y}{u_x} = A_u$$

a feszültség erősítés. Triódánál

$$A_u = -\frac{\mu \cdot R_a}{R_k + R_b}, \text{ ahol } \mu \text{ a cső belső erősítési tényezője, } R_k \text{ a munkapontellenállás, } R_b \text{ a cső belső ellenállása.}$$

A negatív előjel azt jelenti, hogy a cső rácsán és anódján a feszültségek egymáshoz képest 180°-os fáziseltérést vesznek fel.

Az egyenlet szerint triódás erősítőnél célszerű minél nagyobb terhelőellenállást használni. Vannak azonban olyan tényezők, amelyek R_a növelését korlátozzák. A legfontosabb talán az, hogy túlságosan nagy értékű R_a esetén a csőnek túlságosan alacsony lesz a nyugalmi módfejtétsége és a karakterisztika görbe szakaszán fog dolgozni, ezért a nemlineáris torzítás megnövekszik.

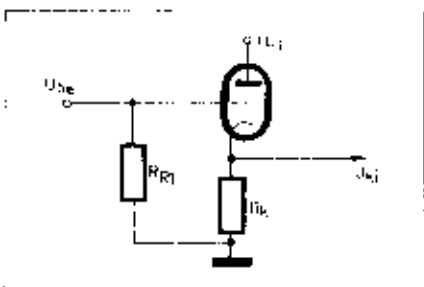
Az előzőekben kiszámított két erősítő erősítést meghatározva: $\mu_r = 100$; $S_{tr} = 1,6 \text{ mA/V}$; $S_p = 2 \text{ mA/V}$

$$A_{ur} = -\frac{\mu R_r}{R_k + R_b} = -\frac{\mu}{R_k + \frac{\mu}{S_{tr}}} = \frac{-100 \cdot 91,6 \cdot 10^3}{62,5 \cdot 10^3 + 91,6 \cdot 10^3} = -59,4$$

$A_{up} = S_p \cdot R_k = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 153 \cdot 10^3 = 306$ (Pentódánál $A \approx -S R_k$ képlet használható az erősítés kiszámítására.)

2.13. Erősítő alapkioscsolások

A 2.19. ábrán a földelt rácsú erősítő elvi kapcsolása látható. A munkapont beállításáról itt is gondoskodni kell. A beállítás szempontjai azonosak, mint a földelt katódú kapcsolásnál. Ennek az erősítő-elrendezésnek főleg nagyfrekvencián vannak előnyei: kicsiny a



2.20. ábra

viszathatás az anódkörből a rácskörbe.

A kis bemenő ellenállás ($R_{be} \approx \frac{1}{S} \times R_k$)

és a nagy kimeneti ellenállás különösen nagyfrekvenciás előfokozatokban teszi alkalmazhatóvá erősítőként való alkalmazására. Feszültség erősítés:

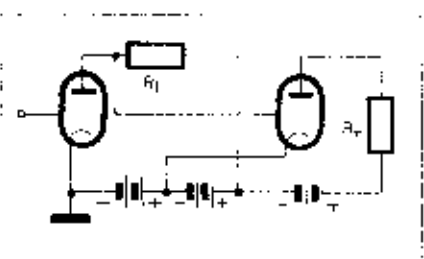
$$A_u = \frac{(1 - \mu) \cdot R_a}{R_k - R_b} \quad (\text{Az } \times \text{ jelölés}$$

nem szorzási műveletet jelent, hanem a párhuzamosan kapcsolt ellenállások eredőjének kihasználására használatos képlet rövidített jelölése; neve replusz művelet).

2.14. Katódkövető (földelt anódú) erősítő

A katódkövetőknél a vezérlő jelet a rács és a földpont közé kapcsoljuk, a terhelő ellenállás a katódkörben van (2.21. ábra). Az egyenáramú beállítás fontos szempontja itt is, hogy a rács a katódhoz képest negatív legyen, az anód pedig pozitív. A vezérlő jel pozitív félperiódusa növeli a cső anódiáramát; ennek hatására az R_k ellenálláson olyan feszültség jön létre, amely az U_{be} feszültség vezérlő hatását csökkenti, ezért az $U_{be} = U_{ki}$; $U_{ki} = I_k \cdot R_k$.

$$A_u = \frac{S \cdot R_k}{1 - S \cdot R_k} < 1$$



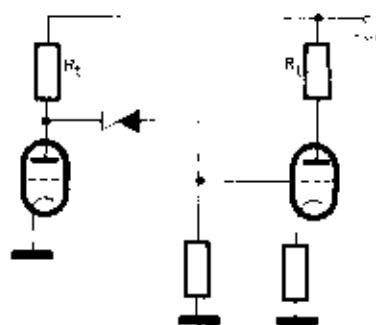
2.21. ábra

A földelt katódú erősítőt illesztésre használhatjuk. A bemeneti ellenállás $R_{be} \approx R_k$,

a kimeneti ellenállás ($R_k \times 1/S$) igen alacsony érték a bemeneti ellenálláshoz képest. Elterjedten alkalmazzák bemenő fokozatokban, amikor az a cél, hogy az erősítő bemeneti ellenállása nagy legyen. Bemeneti fokozatokban történő felhasználását indokolja még az a tulajdonsága, hogy igen nagy a bemenőjel-tűrési. A bemeneti vezérlőjel néhány mV-tól 10 V-ig is változhat és a fokozat mégsem vezérlődik túl, nem torzít. Ezt a tulajdonságát a teljes negatív visszacsatolásnak köszönheti, amely az R_k hatására jön létre.

2.15. Az erősítők osztályozása

Az erősítőket (mint mondtuk) különböző szempontok szerint osztályozzuk: használatuk szerint; a kapcsolás



2.22. ábra

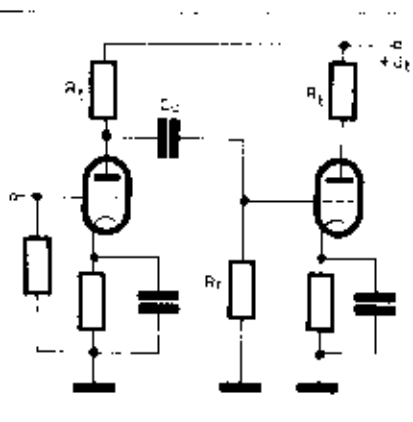
szempontjából: a működési frekvencia alapján; szerint, hogy egy perióduson belül mennyi ideig folyik anódiáram; vagy szerint, hogy az erősítő elem elektronosó-e vagy más.

A felhasználás szerinti megkülönböztetünk feszültség-, áram- és teljesítményerősítőket.

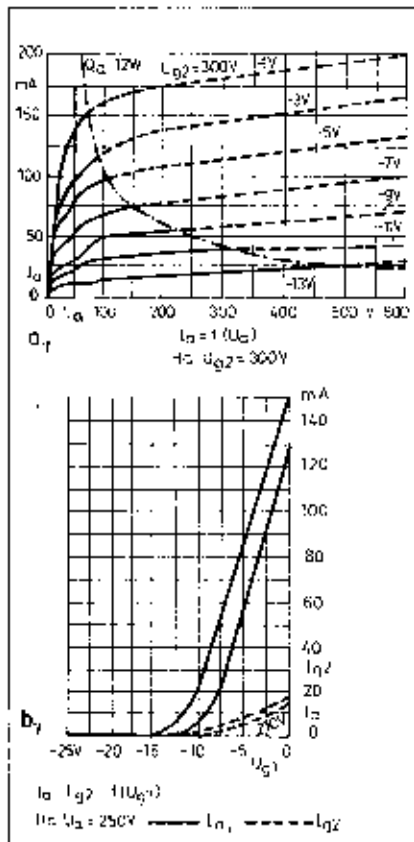
A feszültség erősítés fogalmával most nem kell külön foglalkoznunk, hiszen a feszültség erősítők működését tárgyaltuk és az erősítés fogalmát is a kimenő és bemenő feszültség viszonyához kapcsoltuk.

Az áramerősítés alatt az erősítő kimenő kapcsán megjelenő jel áramának a bemenő oldali áramhoz való viszonyát értjük. Az áramerősítést az elektronosóves erősítőknél nehéz megoldani, hiszen a cső vezérléséhez áram nem kell. Mégis belátható, hogy a bemeneti oldalon levő ellenállás (R_k) a meghajtó generátort terhelő és a cső vezérléséhez is kell áram, bár az a gyakorlati életben nagyon kicsiny. Néhány száz MHz frekvencián azonban már a cső vezérléséhez is kell teljesítmény, mert jelentős áram is folyik a vezérlő körben.

A teljesítményerősítést szintén az előző megfontolások miatt nehéz úgy belátni, mint a feszültség erősítést. Tulajdonképpen minden esetben fel lép az anódkörben bizonyos nagyságú vezérelt teljesítmény. Azt mondhat-



2.23. ábra



2.16. ábra

a katódhoz néhány csőtípusnál azonban nem, ilyen esetben a cső különleges áramkörti célokra is felhasználható. Jellemző azonban az, hogy mindig nulla vagy negatív a feszültsége. A 2.16. ábra az EL 84 típusú pentóda karakterisztikáit ábrázolja.

2.11. Elektroncsöves erősítők

Az erősítők osztályozásának egyik módja, hogy milyen frekvenciasávban használjuk az erősítőt. Az úgynevezett hangfrekvenciás erősítők, bár létszámilag egy csoportba tartoznak, némely esetben mégis különbséget kell tennünk közöttük az átvitt frekvenciasáv tekintetében. A szórakoztató rádió-vevőkészülékekben, magnetofonokban stb. a HF erősítők sávészellese 80 Hz – 15 kHz-ig terjed. A rádióamatőrök vevőkészülékeiben alkalmazott HF erősítőnél nem kívánatos a nagy sávészellese, általában nem is haladja meg a 3000 Hz-ot (300 Hz – 3000 Hz-ig). A túlzottan nagy sávészellese több zavart jelent a sávban és az esetleg rossz érzékenységet tovább rontja.

Az elektroncsövek közül a trióda és a pentóda használható fel hangfrekvenciás erősítésre. Az elektroncső erősítőként történő felhasználásánál a cső anódkörében ellenállást helyeznek el és a cső működése közben a karakterisztika egyenes szakaszán működik, a rácásáram nélküli tartományban. Az erősítőnek a kiválasztott frekvencia-

tartományon belül egyenletesnek kell lennie a frekvencia függvényében. Ha nem a karakterisztika egyenes szakaszán üzemel a cső, akkor nemlineáris torzítás keletkezik. A nemlineáris torzítás eredményeként az átvitt (erősített) jelben új frekvenciák jelennek meg. Ha a frekvencia függvényében nem egyenletes az erősítés, az átvitt egyenlensége miatti torzítást lineáris vagy frekvencia-torzításnak nevezik.

A hangfrekvenciás erősítők rendszerint több fokozatúak. Az első fokozat(ok) feszültséggerjesztést végez(nek), az utolsó fokozat az ún. végerősítő, amelynek a teljesítménye alkalmas a hangszóró vagy fejhallgató meghajtására.

2.12. A munkapont beállítása

A nemlineáris torzítámentes üzem biztosításának egyik fontos feltétele a helyes munkapont beállítása. A 2.17. – 2.18. ábrákon a legegyszerűbb munkapontbeállító áramkört láthatjuk. A kapcsolási elemek a következő szerepet töltenek be. Az anódköri munkapontellenállás (R_A) a tápfeszültséggel együtt a cső munkapontjának és az anód egyenfeszültségének beállítására szolgál. A katódellenállás (R_K) a rácás negatív feszültségét, ezzel a cső munkapontját biztosítja a rajta átfolyó katód-áram segítségével. A rácásvezető ellenállás (R_{R1}) a rácást a katódhoz köpest a negatív feszültségen tartja (rácásárammentes üzem). A rácásvezető ellenállást lehetőleg nagy értékűre kell választani, értékét a katalógusok általában megadják. A rácásellenállás segítségével a csőre megengedett segédáramot állítjuk be.

Ezek után egy cső beállítása (amint az ábrákon látható) triódánál az

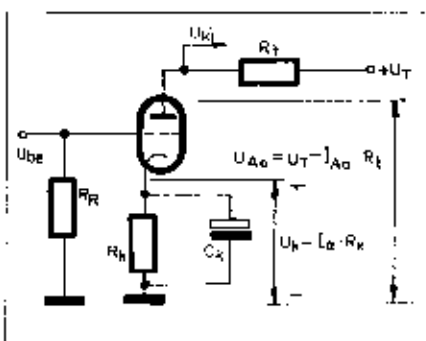
$$I_{A0} = \frac{(-U_{R1})}{R_K}; R_K = \frac{(-U_{R1})}{I_{A0}}$$

pentódánál

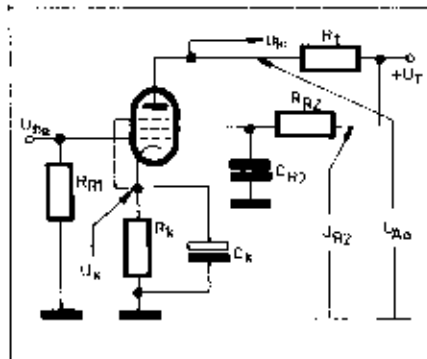
$$R_K = \frac{(-U_{R1})}{I_{A0} + I_{R2}} \cong \frac{(-U_{R1})}{1,20 \cdot I_{A0}}$$

összefüggésekkel történik.

az ábrákból megállapítható, hogy a cső nyugalmi anódfeszültsége $U_{A0} = U_T - I_{A0}(R_A + R_K)$ $U_T - I_{A0} \cdot R_A - I_{A0} \cdot R_K$ A gyakorlatban a katódellenállás min-



2.17. ábra



2.18. ábra

dig sokkal kisebb mint az anódellenállás ezért az $U_{A0} \cong U_T - I_{A0} \cdot R_A$

A munkapontellenállást tehát meghatározhatjuk az előző egyenletből

$$R_A = \frac{U_T - U_{A0}}{I_{A0}}, \text{ az egyenletben } U_{A0} \text{ a}$$

nyugalmi anódfeszültség (V), U_T a telepfeszültség (V), I_{A0} a nyugalmi anódáram (A) és R_A a munkapontellenállás (ohm).

Ezek alapján állítunk munkapontba az ECC 83 típusú triódát. Adatok:

$$U_T = 250 \text{ V}$$

$$U_{R1} = -2 \text{ V}$$

$$I_{A0} = 1,2 \text{ mA}$$

$$U_{A0} = 140 \text{ V}$$

$$R_K = \frac{2}{1,2 \cdot 10^{-3}} = 1,66 \text{ kohm}$$

$$R_A = \frac{U_T - U_{A0}}{I_{A0}} = 91,6 \text{ kohm}$$

U_{A0} értékét abból a megfontolásból állapítottuk meg, hogy a cső legkisebb anódfeszültségére 30 V-ot vettünk (karakterisztikából) fel, kivontuk a tápfeszültségből és a maradékot kettővel osztva hozzáadtuk a 30 V-ot.

$$\left(\frac{250 - 30}{2} + 30 \right)$$

Végezzük el a munkapontba állítást egy pentódával is.

$$ECC 86 \quad U_T = 250 \text{ V}; \quad U_{R2} = 0 \text{ V};$$

$$U_{R1} = 140 \text{ V}; \quad U_{R1} = -2 \text{ V}$$

$$I_{A0} = 0,72 \text{ mA}; \quad I_{R2} = 0,18 \text{ mA}; \quad R_{R1} = 1 \text{ Mohm}$$

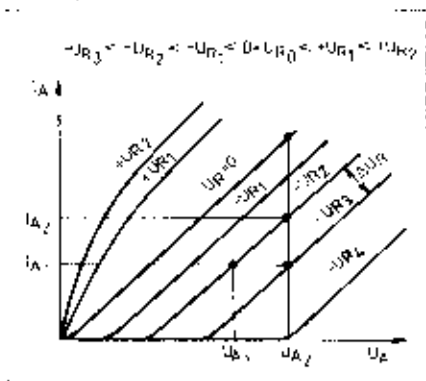
$$R_{R1} = \frac{U_T - U_{R1}}{I_{R2}} =$$

$$= \frac{250 - 140}{0,18 \cdot 10^{-3}} = 614 \text{ kohm}$$

$$R_K = \frac{2}{0,9 \cdot 10^{-3}} = 2,2 \text{ kohm}$$

$$R_A = \frac{U_T - U_{A0}}{I_{A0}} = \frac{250 - 140}{0,72 \cdot 10^{-3}} = 153 \text{ kohm}$$

A 2.17. és 2.18. ábra kapcsolása alacsony frekvenciás erősítési célokra leginkább elterjedt, neve földelt katódú kapcsolás. Ha csőkarakterisztikán bejelöljük a vezérlést, láthatjuk, hogy az anódfeszültség és a katódellenálláson vállalkozó feszültséget hoz létre (2.27. ábra). Az R_A -n megjelenő feszültség és a rácásra kapcsolt feszültség hányadosa



2.13. ábra

2.6. Az erősítési tényező

Az állandó anódiáramhoz tartozó riaszfeszültségváltozás arányosítható anódfeszültség-változással. E két mennyiség változásának aránya adja az erősítési tényezőt, tehát:

$$\mu = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_R} \cdot I_A = \text{konst.}$$

Az áthatás

$$D = \frac{\Delta U_R}{\Delta U_A}; I_A = \text{konst.}$$

Az erősítési tényező meghatározható szerkesztéssel is. A 2.13. ábrán például az I_{A1} állandó esetben, a jelölések szerint:

$$\Delta U_A = U_{A2} - U_{A1}$$

$$\Delta U_R = -U_{R2} - (-U_{R1})$$

tehát a

$$\mu = \frac{U_{A2} - U_{A1}}{U_{R2} - U_{R1}} \cdot \frac{\Delta U_A}{\Delta U_R}$$

2.7. A belső ellenállás

Valamely cső belső ellenállásaként mindig a váltóáramú belső ellenállást értik meghatározható állandó riaszfeszültség mellett, az anódfeszültség-változás és a hatására bekövetkező anódiáram-változás arányából. Vagyis:

$$R_b = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A}; U_R = \text{konst.}$$

A 2.13. ábrán levő karakterisztikák segítségével meghatározhatjuk az R_b -t szerkesztés útján is. Az ábrán U_{A1} pontból kiinduló függőleges egyenes az U_{R2} görbét I_{A1} pontban metszi, ebből a pontból haladunk a $-U_{R2}$ görbe mentén növekvő I_A -értékek irányába ($U_R = \text{konst.}$). Így totálisan I_{A1} -l vagy U_{A1} -l megszabhatunk, amelyre vonatkozó R_b -t meghatározhatjuk. Jelen esetben $U_{A2} - U_{A1} = \Delta U_A$ és az $I_{A1} - I_{A2} = \Delta I_A$ változásokhoz tartozó R_b -t határozzuk meg

$$R_b = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} = \frac{U_{A2} - U_{A1}}{I_{A1} - I_{A2}}$$

$U_R = \text{konst.}$

2.8. A meredekség

Egy elektroncső meredeksége alatt egy bizonyos riaszfeszültségváltozásnak és a változás hatására létrejövő anódiáram-változásnak a viszonyát értjük. A változásoknak az éppen fennálló statikus értékekhez képest kicsinyeknek kell lenniük.

$$S = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_R}; U_A = \text{konst.}$$

A meredekséget is meghatározhatjuk a karakterisztikákból. A 2.12. ábrán, a statikus riaszkarakterisztikák vannak; ezen a meredekséget U_{A1} konst. esetben a $-U_{R2}$ illetve U_{R1} pontokból kiinduló és I_{A1} -val párhuzamosa egyeneseknek az U_{A2} -görbével alkotott metszéspontjaihoz tartozó I_{A2} illetve I_{A1} adatokból határozhatjuk meg:

$$S = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_R} = \frac{I_{A2} - I_{A1}}{(U_{R2} - U_{R1})}$$

A 2.13. ábrán az $U_A - I_A$ karakterisztikákból is meghatározhatjuk az S -et. Szintén $U_{A1} = \text{konst.}$ mellett a meredekség:

$$S = \frac{I_{A1} - I_{A2}}{(-U_{R2} - U_{R1})} = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_R}$$

Az U_{A1} pontból kiinduló merőleges egyenes és az U_R -rel paraméterezett görbék metszéspontjai közül esetünkben az $-U_{R1}$ és U_{R2} -vel alkotott metszéspontokat kiválasztva kijelölhetjük az I_{A1} és I_{A2} anódiáram-értékeket.

A három csőjellemző egymással összefüggésben van. Írjuk fel a belső ellenállás és meredekség szorzatát:

$$S \cdot R_b = \frac{\Delta I_A}{\Delta U_R} \cdot \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_R} = \mu$$

Ezt az összefüggést nevezik az első Barkhausen-egyenletnek. Tehát lesznek még egyeztet:

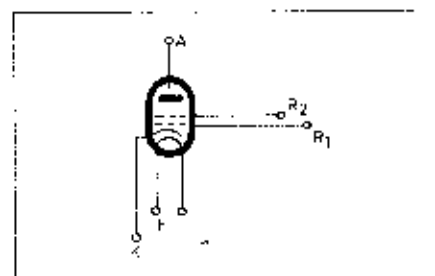
$$S \cdot R_b = \mu$$

Szokósos még más alakban is megadni:

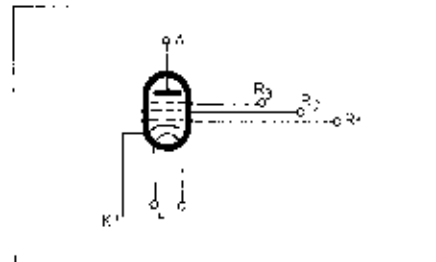
$$S \cdot R_b = \frac{1}{D}$$

Átrendezve az egyenletet:

$$S \cdot R_b \cdot D = 1$$



2.11. ábra



2.15. ábra

2.9. A tetróda

A triódából fejlesztettek ki oly módon, hogy a rias és az anód közé behelyezték egy második riasot (2.14. ábra). Erre a riasra állandó pozitív feszültséget kell kapcsolni. A második riasnak a neve segédrias. A második rias beépítéséből két előny származik: az anód és a vezérlőrias közti kapacitás jelentősen csökken (míg a triódánál C_{A0} értéke 2-5 pF körüli, addig a tetródánál csupán 0,06 pF körüli és a cső belső ellenállása erősen növekszik.

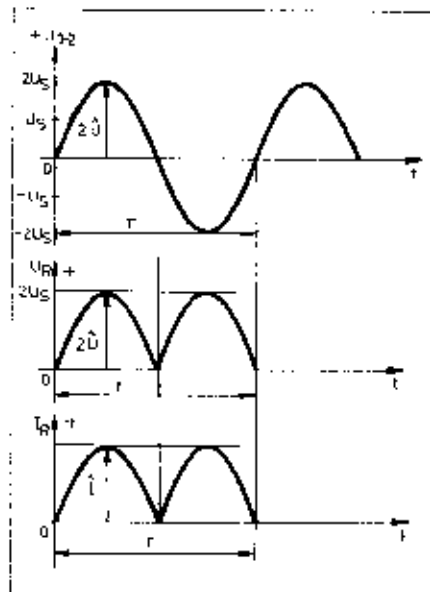
Ezek a javított jellemzők alkalmazásá tennék a tetródat jó minőségű erősítőik készítésére. A tetródit ennek ellenére sem használják elterjedten. Ugyanis egyes paraméterek javulás mellett más paraméterek romlása is bekövetkezik. A legfontosabb ezek között a segédrias gyorsító hatásának eredményeként jelentkező szekunder emisszió: a pozitív segédrias hatására felgyorsult és az anódlamellebe becsapódó elektronok ottan szekunder elektronok kilépését idézik elő. A szekunder elektronok egy része a segédriasra kerül és az anódiáram - anódfeszültség jelleggörbében hátrányos negatív meredekségű szakaszt idéz elő. Ez akkor következik be, amikor az anódfeszültség kisebb, mint a segédrias feszültség. A cső vezérlése közben a működésből adólagon állítja az a állapot, amikor a segédriasfeszültség túlépíti az anódfeszültséget.

A gyakorlatban a tetródának néhány javított változatát használják főleg végerősítőkben. A javított változat neve a sugártetróda.

2.10. A pentóda

A segédrias és az anód közé még egy riasot elhelyezve (2.15. ábra) kiküszöbölhető a tetróda hátrányos tulajdonságai. Az ilyen módon létrejött elektroncső-ellenőrzést pentódnak nevezik.

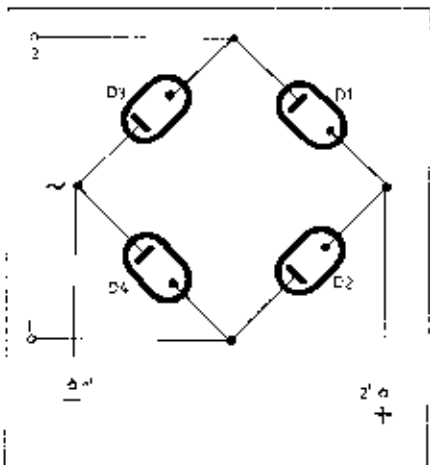
A harmadik riasot fékezőriasnak (elterjedt még a szupresszor-rias elnevezés is) nevezik és a katódra kapcsoljuk, így a katódhoz viszonyított feszültsége zérus. A fékezőrias nem engedi a szekunder elektronokat vissza repülni a segédriasra, a cső belső ellenállásit tovább növeli, az áthatást és az anód-vezérlőrias kapacitást pedig tovább csökkenti. A fékezőriasot egyes csöveknél a burán belül lokálják



2.9. ábra

toteti transzformátort tartjuk meg és D_1, D_2 diódákat is ugyanúgy kössük be, mint ott. Egészítsük ki a 2.8. ábrán látható módon az áramkört a D_3, D_4 diódákkal. A diódák anódját kössük össze és legyen ez az 1' jelű pont. A 2.8. ábra áramköre, ha az 1' - 2' kimeneti pontok közé kapcsoljuk a terhelést, megfelel a Graetz-egyenirányítóknak. Az ábra jelölési segítségével bizonyosan sikerül majd megértanünk a kapcsolást. A megértést elősegítendő a 2.9. ábrán felrajzoltuk a bemeneti és kimeneti feszültség alakulását az idő függvényében. A karikázatlan polaritást véve alapul és a transzformátor szekunder tekercsének 2-es jelű végén elindulva végig követhetjük az áram útját: 2-es pont, D_1 dióda, R ellenállás, D_2 dióda, transzformátor 1-es pontja. Az áram útját a karikázatlan nyílak jelzik.

A következő félperiódusban megfordul a polaritás az 1 - 2 pontokon. Ezt az állapotot a karikázott polaritás jelzés reprezentálja. Kövessük az



2.10. ábra

áram útját: 1-es pont, D_3 dióda, R ellenállás, D_4 dióda, 2-es pont. Látható a 2.9. alsó és középső ábrán, hogy az ellenálláson átfolyó áram iránya mindkét félperiódusban azonos és az is látható, hogy az ellenálláson a feszültség $2U_s$ -értékű (elhanyagolva a feszültségessét a diódákon). Itt most alkalmazunk egy nagyon fontos törvényt. Azt mondjuk, hogy a feszültség az ellenálláson $2U_s$ értékű. Vagyis a trafó szekunder oldalán a két féltakaroson fellépő feszültség eredője a jelölt polaritás mellett $2U_s$ értéket ad eredményül, úgy mint az az egyenfeszültségű elemek soros kapcsolásánál. Feltétlenül meg kell azonban jegyezni, hogy az egyenáramú áramforrások esetére alkalmazott Kirchhoff-törvény ($U_1 + U_2 + U_3 + \dots + U_n = 0$) a váltakozó áramok esetén csak akkor alkalmazható ebben az egyszerű formájában, ha a terhelés ohmos ellenállás (R). Ebben az esetben, de csak ebben az esetben használhatjuk a Kirchhoff törvényt csúcsértékre, effektív értékre stb.

A 2.10. ábrán láthatjuk a Graetz-kapcsolású egyenirányítóban a kapcsolási rajzokon szokásos elrendezését.

Az elemzésekkel kiderült, hogy kétoldalas egyenirányítást két áramkörrel lehet megvalósítani. Könnyen felvetődik a kérdés mindenképpen, mikor melyiket kell választani?

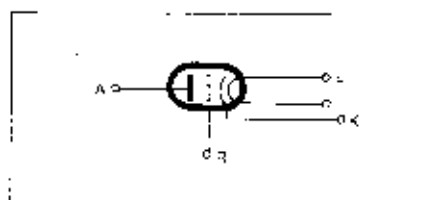
A kétoldalas egyenirányító áramkörhöz középlegázásos transzformátort kell alkalmazni és 2 db diódát. A Graetz-áramkörhöz nem kell középlegázásos transzformátor, ellenben 4 db diódát kell felhasználni. Ezek a tények már bizonyos szempontból el is döntik a választást.

A kétoldalas egyenirányító kimenetén (a terhelő ellenálláson) mind a két félperiódusban folyik áram. Ezt nem nevezhetjük még egyenáramnak, de az egyoldalas egyenirányító által szolgáltatott áramhoz képest jobban megközelelt az időbeni állandóság feltételét. Az eddig ismertetett eljárásnál (az egyenirányítással) magában nem tudunk tökéletesebb egyenáramot előállítani. Alkalmazni kell az ún. pufferkondenzátort, amely a hullámosságot csökkenti és az áramot egyenletessé teszi.

Az egyenirányítást nemcsak vákuumdiódákkal lehet megvalósítani, hanem félvezető diódákkal is, amelyekkel könnyűnkben később foglalkozunk.

2.5. A trióda és jellemzői

A trióda három elektródás cső: az anód és a katód között rendszerint harmadik elektródát helyeznek el (Lay de Forest, 1906). A kapcsolási rajzokon 2.11. ábrán levő jelképpel ábrázoljuk a triódát. A trióda nagy jelentősége abban rejlik, hogy a rácsra kapcsolt feszültséggel szabályozni lehet az anódirán nagysságot és a szabályozáshoz szükséges energia sokszorosan kisebb, mint a szabályozott anódirán által leadott energia. Természetesen a vezérelt energiamegyenlőséget az anódiránforrás fedezi. A rács vezérlő



2.11. ábra

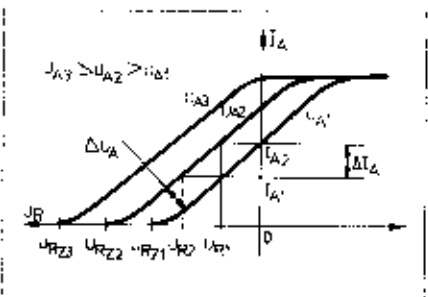
tulajdonságait a rácskarakterisztika szemlélteti (2.12. ábra) és megadja az anódirán alakulását különböző rácsfeszültségnél; mivel az anódfeszültség is hatással van az anódiránra, ezért mint paraméter szerepel a diagramon. Ezt a jelleggörbe-sereget bemeneti jelleggörbéknek is nevezik. Növekvő anódfeszültségnél a görbék balra tolódnak és látható, hogy állandó anódfeszültség mellett a negatív rácsfeszültséget növelve egy bizonyos érték után az anódirán megszűnik. Azt a rácsfeszültséget értjük, ahol ez bekövetkezik, a cső zárófeszültségének nevezik, U_{RZ} jelöljük és rendszerint megadják, hogy ez a zárófeszültség mekkora anódfeszültségnél lép fel.

A másik gyakran használt karakterisztika az anódirán-anódfeszültség jelleggörbe-sereg. Könnyű a trióda anódiránját az anódfeszültség függvényében ábrázoljuk és a rácsfeszültség a paraméter (2.13. ábra). Ezt a jelleggörbe sereget kimeneti jelleggörbéknek is szokás nevezni. Megfigyelhető, hogy a görbék közel párhuzamosak egymással és, hogy a negatívabb rácsfeszültség a görbéket jobbra, a nagyobb anódfeszültségek irányába tolja el. A karakterisztikák segítségével lehet a csövet a legkisebb méretű (a felhasználástól függő) viszonyokhoz beállítani.

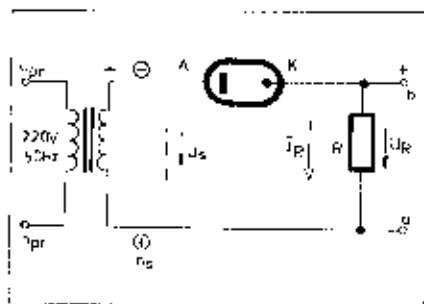
A 2.12. és 2.13. ábrák, vagyis az ún. karakterisztikák alapján lehet a csőjellemzőket megállapítani. A triódáknek és az egyéb többelektródás csőveknek is három fontos jellemző adatuk van: a belső erősítési tényező (μ), a maradéksúly (S) és a belső ellenállás (R_b). Szokásos még egy negyediket is megadni az ún. áthatást (D), ez a jellemző azonban az erősítéshől származtatható

$$\left(D = \frac{1}{\mu} \right)$$

A felsorolt paraméterek a csővel majdnem teljesen jellemzik.



2.12. ábra

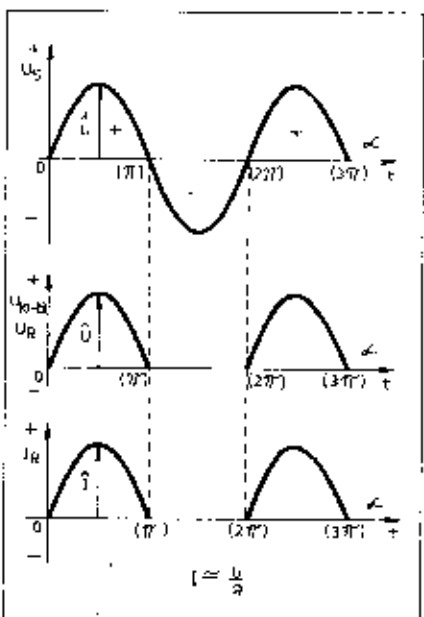


2.4. ábra

körébe kapcsolt terhelésen vagy csak az egyik, vagy csak a másik félperiódus időtartama alatt folyjon áram? Ez a probléma az egyenirányítás segítségével oldható meg.

2.3. Egyoldalas és kétoldalas egyenirányítás

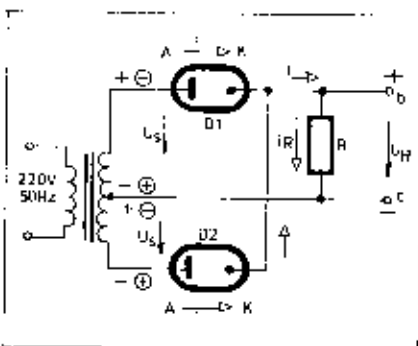
Tekintsünk a 2.4. ábrán. A szaggatott vonaltól jobbra levő rajzrészlet a diódát tartalmazza a terhelő ellenállással. (A fűtést az elvi rajzokon nem szokás jelölni; nyilvánvaló, hogy a cső csak fűtőt katóddal üzemel). Ez a kapcsolási mód az áterjedtebb (az ellenállás és dióda egymás közti viszonyát tekintve). A 2.5. ábrán nyomon követhető az áramkör működése a teljes periódus folyamán. A 2.6. ábrán pozitív polaritásúként ábrázoltuk azt a félperiódust, amikor a tekercs felső vége pozitív és az alsó vége negatív. Ebben az időtartamban a dióda anódja pozitív és a katódjához képest és az anódáram átfolyik az R ellenálláson. Elhanyagolva a dióda belső ellenállását ($R_D \ll R$), a kimeneti feszültség a 2.5. ábra középső rajzán látható.



2.5. ábra

A negatív félperiódusban (a 2.4. ábrán bekarikázott előjel), amikor a dióda anódja negatív a katódjához képest, az áramkörben nem folyik áram. Ezért nevezik ezt az áramkört egyoldalas egyenirányítónak. Az a - b pontok között (az R ellenállás kapcsain) a feszültség nulla. A valóságban a visszáram miatt a nyitási szakasz áramának néhány ezreléke folyik az áramkörben és az ennek megfelelő feszültség van az a - b pontok között. A visszáram azonban olyan csekély, hogy nem is tudjuk ábrázolni ezen az ábrán és ami még fontosabb: az áramkör működésének lényegén nem változtat (azon, hogy a terhelő ellenálláson egyirányú áram folyik).

Az ellenálláson átfolyó áramot nem nevezhetjük egyenáramnak, mert nem is az. Az idő-áram diagramon nem ábrázolható az időtengellyel párhuzamos egyenessel. Az ilyen jellegű áramot lökettű (pulzáló) egyenáramnak nevezik. Amint a 2.5. ábra alsó rajza mutatja, egyoldalas egyenirányításnál a pulzálás elég nagy mértékű. Vannak olyan időtartamok, amikor nem folyik áram a terhelésen. Ezen a hiányosság úgy segíthetünk, ha kétoldalas egyenirányítást alkalmazunk.

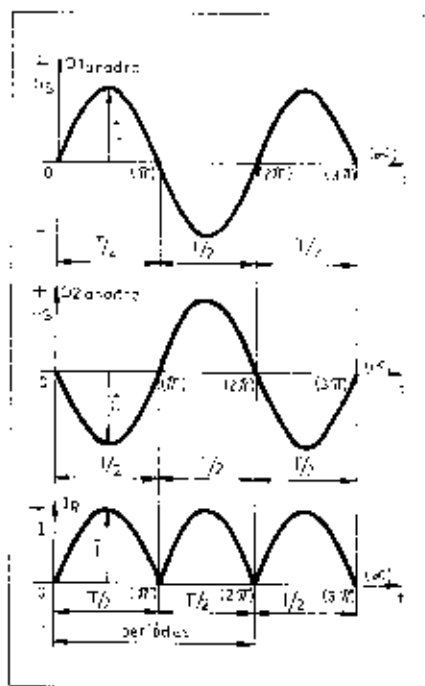


2.6. ábra

A kétoldalas egyenirányítás elve, hogy a terhelésre mind a két félperiódus alatt egy-egy dióda rákapcsolja a feszültségforrást. Ennek az elvnek az áramköri megoldását láthatjuk a 2.6. ábrán.

A transzformátor szekunder oldalát két tekercs alkotja, mind a kettő U_s feszültséget szolgáltat és az ábrán látható módon vannak összekapcsolva. Ha a nem bekarikázott polaritás-jelzés szerint követjük a folyamatot, azt látjuk, hogy a felső tekercs feszültsége kapcsolódik a terhelő ellenállásra a D_1 diódán keresztül. A működés azonos az egyoldalas egyenirányításnál változott esettel. Az alsó (D_2) diódán nem folyik áram (nem vezet), mert az anódja negatív a katódjához képest. Ez a helyzet az egyik félperiódusban.

A másik félperiódust a bekarikázott polaritás-jelek reprezentálják. Most az alsó tekercs feszültsége kapcsolódik az R ellenállásra a nyitott D_3 diódán keresztül. A D_4 dióda azért van nyitva, mert az anódja most pozitív feszültségre kerül a katódjához képest. Eb-

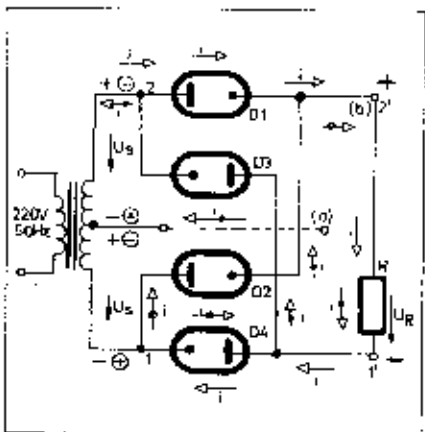


2.7. ábra

ben az időszakban a felső (D_1) diódán nem folyik áram (nem vezet). A kétoldalas egyenirányító működését a 2.7. ábrán lehet tanulmányozni, amely a 2.6. ábra elvi rajza alapján elmondott működésnek időbeli lefolyását ábrázolja. A folyamatok ábrázolásánál a feszültségek polaritását a tekercs közepéhez, mint nulla ponthoz vonatkoztattuk.

2.4. A Graetz-kapcsolású egyenirányító

Az amatőrgyakorlatban is elterjedten alkalmazzák az ún. Graetz-kapcsolású egyenirányító áramkört. A Graetz-kapcsoláshoz a kétoldalas egyenirányító áramkör kiegészítése útján juthatunk el. A kétoldalas egyenirányító áramkörnél már ismer-



2.8. ábra

2. Elektroncsövek

Bucsás Péter okl. vill. mérnök

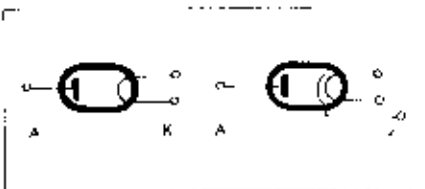
A rádió adó- és vevőberendezések, televízió adó- és vevőberendezések, orvosték és műszerek egyik legfontosabb építőelemei voltak még néhány évvel ezelőtt az elektroncsövek. Az elektroncső feltalálása tette lehetővé a esillapítatlan elektromos rezgések előállítását és ezzel a vezeték nélküli jelátvitelt. Napjainkban az elektroncsövek felhasználási területe csökkent, bizonyos területekről teljesen kiszorította a félvezető az elektroncsövet. Nagyon sok alkalmazásban azonban a használatuk még szükséges. A rádióamatörök az adóberendezések építésénél (főleg a végfokozatokban) még sokáig fogják az elektroncsövet alkalmazni.

Az elektroncsövek szinte valamennyvi típusának működése a termikus elektronemisszió alapul. A termikus elektronemisszió az a jelenség, amikor izmított fémek felületéről elektronok lépnek ki a fémek körülvevő térbe. Ha az elektronokat kibocsátó izmított fém közelében pozitív feszültségre kapcsolt elektróda van, akkor ez magához vonzza az elektronokat és az elektronok közvetítésével áram fog folyni a külső áramkörben. A pozitív elektróda eljutó elektronok száma vagyis az áram nagysága az alábbiaktól függ:

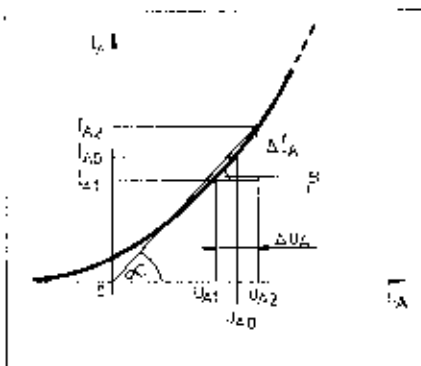
1. Az emittáló anyag felületétől.
2. Az emittáló anyag hőmérsékletétől.
3. A gyűjtő elektróda és az emittáló elektróda feszültség különbségétől.
4. Az elektródák közötti gázszertü anyag tulajdonságaitól és sűrűségétől, vagyis a gáz nyomásától. Ha a gáz sűrűsége kicsiny ($10^{-3} - 10^{-6}$ Hgmm), az emittáló elektródákból kilépő elektronok közül sok eléri a pozitív gyűjtő elektródát.

2.1. A dióda és jellemzői

A legegyszerűbb elektroncső a dióda. A légtüres búraban két fémes elektródát helyeznek el, az egyik a katód, amelyet magas hőmérsékletre hevítenek, a másik az anód, amely az elektronokat felfogja. A katódot az anódhoz képest negatív feszültségre kell kapcsolni. A katódot mindig elektromos árammal izmítják. Kezdetben az izmításnál egyben a katód szerepét is el-



2.1. ábra



2.2. ábra

látta, ezt nevezték közvetlen izmításnak. Ma már az izmításnak azt a megoldását alkalmazzák, amikor a főtűszál és a tulajdonképpeni katód külön van választva és a katódot közvetlen módon izmítják. A diódát a kapcsolási rajzokon a 2.1. ábrán látható jelképpel jelöljük meg.

A kételektródás elektroncső viselkedését elektromos áramkörben akkor tudjuk nyomon követni és megérteni, ha megvizsgáljuk, hogy milyen összefüggés van az anódra kapcsolt feszültség és az anódáramkörben folyó áram (anódáram) között. Természetesen a katódot megfelelő hőmérsékletre kell felfűteni, egy bizonyos I_f árammal. Az anódáramot I_A -val, az anódra kapcsolt feszültséget pedig U_A -val jelöljük. A dióda anódfeszültség-anódáram jelleggörbéje a 2.2. ábrán látható. A 2.2. ábrán megmutatott induló áramú tartomány ($U_A < 0$) annak a következménye, hogy a katódból kilépő elektronok némelyike olyan nagy mozgási energiával rendelkezik, hogy nulla anódfeszültség mellett is eléri az anódot. Az induló áramú szakasz utáni rész a karakterisztikán a tulajdonképpeni működési tartomány. A szaggatott vonallal rajzolt szakasz azt reprezentálja, hogy az oxidkatódos csövek esetében ez a tartomány csak különleges mérési eljárással mérhető, mert már a csőre veszélyes áramok tartományába esik.

A 2.2. ábrán megrajzolt jelleggörbén a dióda két jellemzőjét is ábrázolhatjuk. Az egyik jellemzője az egyenáramú belső ellenállás $R_{b\sim} = \frac{U_{A2} - U_{A1}}{I_{A2} - I_{A1}} = \cotg \alpha$; a másik jellemzője a váltóáramú belső ellenállás

$$R_{b\sim} = \frac{U_{A2} - U_{A1}}{I_{A2} - I_{A1}} = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} = \cotg \beta$$

Példaképpen állapítsuk meg az EZ 80 cső jelleggörbéjéből az egyenáramú és

váltóáramú belső ellenállását $U_A = 10$ V-nál. A cső jelleggörbéje a 2.3. ábrán látható.

Megoldás $R_{b\sim} = \frac{10}{22,5 \cdot 10^{-3}} = 444 \text{ ohm}$

$$R_{b\sim} = \frac{15 - 6}{(40 - 10) \cdot 10^{-3}} = \frac{10}{30 \cdot 10^{-3}} = 333 \text{ ohm}$$

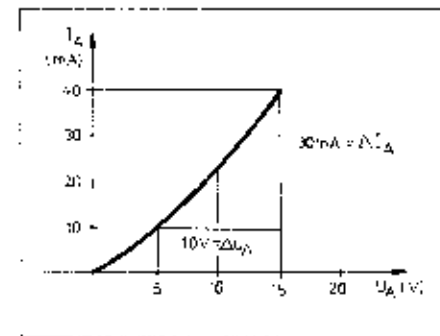
Az egyenáramú belső ellenállás jellemző arra, hogy a diódát egyenáramú áramkörbe helyezve milyen nagyságú ellenállást képvisel az adott munkapontban.

A váltóáram belső ellenállás arra jellemző, hogy a dióda I_{A0} anódegyenáram mellett az U_{A0} -hoz képest kicsiny anódfeszültség-változás hatására milyen nagyságú ellenállást képvisel. A diódának (az elektroncsőnek) jellemző tulajdonsága, hogy anódáram csak akkor folyik a csővön, amikor az anódlemez pozitív feszültségen van a katódhoz képest ellenkező esetben nem (elteltekintve az induló áramú szakasztól). Ezt a tulajdonságát használják fel a különböző alkalmazásoknál, mint például hálózati egyenirányítókban és a modulált rádiófrekvenciás jelek demodulálásánál. A dióda egyik fontos felhasználási területe a hálózati egyenirányító.

2.2. Egyenirányítás

A gyakorlatban szinte mindennapos, hogy olyan tépegeységeket használunk, amelyek a hálózat 50 Hz frekvenciájú, 220 V-os feszültségéből állítják elő a különböző áramköröket működtető egyenfeszültséget.

A váltakozó feszültség amplitúdója a periódus egyik felében pozitív, a másik felében pedig negatív polaritású. Hogyan valósítható meg az, hogy a váltakozó feszültségű forrás áram-



2.3. ábra



A MŰSZAKI KÖNYVÁRUHÁZ AJÁNLATA

- ...pld. Ballai János—Márton Pál: Épületek
vizellátása, csatornázása, gázellátása 6.
átdolgozott kiadás
Műszaki, 1977. 851 oldal, kötve 125,— Ft
- ...pld. P. Brestyánszky Ilona: A Pest-budai
ötvöség
Műszaki 1977. 450 oldal, kötve 102,— Ft
- ...pld. Dr. Buna István: Elektronika az autóban
Műszaki, 1977. 206. oldal, füzve 22,— Ft
- ...pld. Csabai Dániel: Magnóók évkönyve 1977
Műszaki, 1977. 326 oldal, kötve 38,— Ft
- ...pld. Csabai Dániel: A hangfelvétel gyakor-
lata 38,— Ft
- ...pld. Ház körüli munkák. Saját kezűleg sorozat
Műszaki, 1977. 275. oldal, kötve 40,— Ft
- ...pld. Harvay—Sajó—Simon: Társasház-éptés
Műszaki, 1977. 447 oldal kötve 70,— Ft
- ...pld. Christfried Hildebrand: Műanyagok az
építészetben
Műszaki, 1977. 345 oldal, kötve 64,— Ft
- ...pld. Klein Imre—Klobusitzky György: Így
tanuljunk autózni
Műszaki, 1977. 269 oldal, füzve 29,— Ft
- ...pld. Latinák István: Kovácsolás. Ipari Szak-
könyvtár sorozat
Műszaki, 1977. 255 oldal, kötve 26,— Ft
- ...pld. Dr. Menyhárt József: Az épületgépészet
kézikönyve
Műszaki, 1977. 1286 oldal, kötve 305,— Ft

- ...pld. Dr. Mihalik Béla—Szomolányiné Farkas
Klára: Kézzel festett textíliák. Saját
kezűleg sorozat
Műszaki, 1977. 175 oldal, kötve 42,— Ft
- ...pld. Viktor Pekelisz: Kibernetikai kis-
enciklopédia
Móra, 1976. 289 oldal, kötve 38,— Ft
- ...pld. Stefan Sekowski: Kísérletezzünk otthon!
A látványos kémia
Műszaki, 1977. 278 oldal, füzve 30,— Ft
- ...pld. Szűcs Lajos: A növénykedvelő kislexikona
Gondolat, 1977. 528 oldal, kötve 134,— Ft

A felsorolt kötetek bármelyike megrendelhető a kitöltött, ki-
vágott, címünkre borított, beküldött hirdetés alapján.
Postán utóvétellel szállítunk, magánszemélyeknek 200,— Ft
felett portómentesen.

Tekintettel a korlátozott példányszámokra, a rendeléseket
beérkezésük sorrendjében teljesítjük.

Címünk: Állami Könyvtarjesztő Vállalat Műszaki Könyvára-
háza

1061 Budapest., VI Liszt Ferenc tér 9.

Telefon: 420-353

A megrendelő neve:

Pontos címre (irányítószámmal)

aláírás

*Keresse fel könyvesboltunkat,
gazdag választékkal várjuk vásárlóinkat!*

segítségével illesztjük megfelelő módon magához a csőhöz vagy tranzisztorhoz. A cső optimális terhelését, melynél a maximális teljesítményt tudja leadni, a gyárak megadják katalógusokban, tranzisztor esetén a karakterisztikáiból kell meghatározni. Értéke pentódnál 3000 és 10000 ohm között szokott lenni, tranzisztoroknál 10 ohm - 100 ohm között adódik. A dinamikus hangszórók ellenállása A 3 - 16 ohm körül jár.

A feladatát a kimenő transzformátor akkor oldja meg, ha a hangszóró ellenállását szekunder oldalról úgy transzformálja át a primer oldalra, hogy az erősítő elem „magu előtt az optimális terhelő ellenállását lássa”. Az ellenállás a menetszám négyzetével transzformálódik át, tehát a kimenő trafó áttétele:

$$a^2 = \left(\frac{n_p}{n_s} \right)^2 = \frac{R_{opt}}{R_t}$$

Tehát például egy 5000 ohmos optimális ellenállású csőhöz kell illeszteni egy

5 ohmos hangszórót milyen áttételeű kimenő transzformátort kell készíteni?

$$a = \frac{n_p}{n_s} = \sqrt{\frac{R_{opt}}{R_t}} = 31,6$$

A kimenő transzformátor primer induktivitását a gyakorlat számára elegendő pontossággal meghatározhatjuk az

$$L_p [H] = \frac{R_{opt} [ohm]}{\omega_a \left[\frac{rad}{sec} \right]}$$

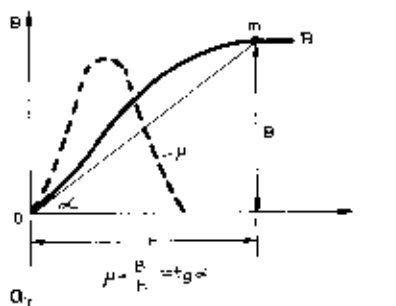
képlettel, ahol R_{opt} a cső optimális anódköri ellenállása ω_a az átviszni kívánt alsó határfrekvenciából számolható $\omega_a = f_a \cdot 2 \cdot \pi$.

Az autotranszformátoros csatolási módnál a terhelést a primer tekercs leágazására kötjük a menetszám-áttételt a teljes menetszámból és a leágazás menetszámából határozhatjuk meg. Ha az autotranszformátort illesztési célokra használjuk, figyellemmel

kell lenni arra, hogy a primer oldali egyenfeszültséget nem választja le a szekunder oldali terhelésről, tehát adott esetben az elválasztásról gondoskodni kell.

1.59. Felületi (skin-) hatás

Egy adott geometriájú vezeték egyenáramú ellenállását az $R_s = \rho \cdot \frac{l}{A}$ képlettel tudjuk kiszámítani. Az előbbi képlet alacsony frekvencián is (100 kHz alatt) használható. Magasabb frekvenciákon a vezeték ellenállása megnövekszik az egyenáramon mért illetve számított értékhez képest. A növekedés \sqrt{f} -vel arányos, ezt a jelenséget nevezik felületi hatásnak (skin-effektus), miután a magasabb frekvenciákon az áram a vezeték keresztmetszet külső rétegeiben folyik. A vezető hatásos keresztmetszete emiatt a frekvencia növekedésével egyre csökken.



1.62. ábra

lenágnesezéshez szükséges koerzitív erőnek nevezzük. A mágnesezési görbe mellett ez az a két érték, amivel a vasfajta jellemezhető.

Ha az egyenárammal előmágnesezett vasat váltóárammal is mágnesezzük, azt fogjuk tapasztalni, hogy a mágnesezési munkapont körül ki fog alakulni egy kis hiszterézis-hurok (1.62 ábra), amelynek meredeksége kisebb, mint a munkaponton a hiszterézis-görbé. Ezen új kis hurok átlojának meredeksége adja meg a reverzibilis (váltóáramú) permeabilitást, (μ_r μ_0 annál kisebb, minél nagyobb az egyenáramú előmágnesezés. Vele együtt csökken természetesen a tekercs L -je is.

1.56. Veszteségek a vasmagos tekercsben

A tekercstestbe vasat helyezve, a tekercs számos tulajdonsága előnyösen megváltozik, de megnőnek a tekercs veszteségei is. A vasmag okozta legfontosabb két veszteség a hiszterézis- és örvényáram-vesztés. A hiszterézis-vesztés rövidkezűt mérésekben, áramot indukál. Védekezni lehet ellene, ha az áram útját megszakítjuk a vástest lemezelésével. Alacsony frekvencián ez elegendő, és általában elterjedt a 0,35 - 0,5 mm-es 4% Si-tartalmú lemezek használata. Magasabb hővezetelményeknek csak 0,1 mm-es lemez felel meg.

Rádiófrekvencián kénytelenek vagyunk porvasmaggal dolgozni. Finomra őrölt speciális ferromágneses anyagokat megfelelő szigetelő és kötőanyagba ágyazva helyeznek el és me-

netes formában kipróbálják, majd kiégetik a masszát. Az örvényáram hatása ezért nagymértékben csökken. Ennek az ára a μ értékének jelentős csökkenése.

1.56. A transzformátor

Az 1.63. ábrán a transzformátor vezetékes rajzát láthatjuk. Az ábrán egyetlen szekunder tekercs van (amelyre a terhelés csatlakoztatható), de a valóságban több szekunder tekercs is lehet a vasmagon. A primer tekercsre csatlakozik a generátor. A hálózati transzformátorok lemezelt vasmaggal készülnek, a lemezelés csökkenti a vasban keletkező veszteségeket. Hangfrekvenciás előokra is lemezelt vasmagot transzformátorokat használnak, de találkozhatónk ferrit vasmaggal készült hangfrekvenciás transzformátorokkal is. A transzformátorral lehet a váltakozó feszültség értékét növelni vagy csökkenteni. A feszültség növekedése vagy csökkenése a primer menetszám (n_p és a szekunder menetszám (n_s) viszonyától függ:

$$\frac{U_p}{U_s} = \frac{n_p}{n_s}$$

$U_s = U_p \cdot \frac{n_s}{n_p}$, tehát a szekunder feszültség

nagysága így alakul:

$$U_s > U_p \text{ ha } \frac{n_s}{n_p} > 1$$

$$U_s < U_p \text{ ha } \frac{n_s}{n_p} < 1$$

és $U_s = U_p$ ha $n_s = n_p$

A transzformátor menetszám-átviteléből $\left(\frac{n_p}{n_s}\right)$ meghatározható a tekercsekben folyó áram hányadosa is

$$\frac{n_p}{n_s} = \frac{I_s}{I_p}$$

Példa.

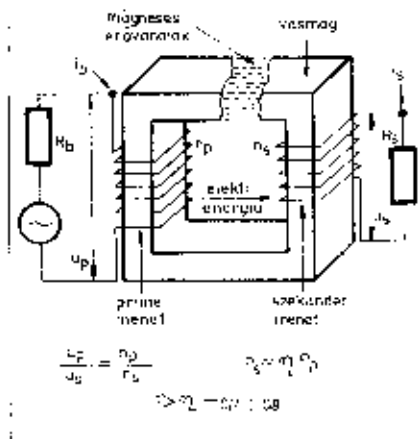
Ha egy transzformátor 200 V-ról 6,3 voltra transzformálja a feszültséget és a szekunder körben 3 A áramot mérünk, mekkora áram folyik a primer tekercsben?

$$\frac{n_p}{n_s} = \frac{U_p}{U_s} = \frac{200}{6,3} = 31,92$$

$$\frac{n_p}{n_s} = \frac{I_s}{I_p} \Rightarrow I_p = \frac{I_s \cdot n_p}{n_s} = \frac{3}{31,92} = 0,08591 \text{ A} = 85,91 \text{ mA}$$

1.57. A transzformátor hatásfoka

Az előzőekben szó esett már a vasvesztésről, továbbá tudjuk azt, hogy ha áram folyik egy áramkörben, akkor minden ellenálláson $P \cdot R = I^2 \cdot R$ teljesítmény hővé alakul. A transzformátor vasmagja által felvett teljesítményt (vesztéséget), valamint a tekercsek ellenállásán hővé alakuló villamos tel-



1.63. ábra

jesítményt a tápláló generátornak kell fedeznie, illetve azt is mondhadjuk, hogy a primer tekercs a veszteségekkel növelt szekunder köri teljesítményt fogja a meghajtó generátorból felvenni:

$$P_p = P_s + P_{veszt}$$

A transzformátor hatásfoka alatt az $\eta = \frac{P_s}{P_p}$ hányadost értjük.

$$\eta = \frac{P_s}{P_p} = \frac{P_s}{P_s + P_{veszt}} = \eta; \text{ tehát } \eta < 1$$

A hatásfokot százalékban szokás megadni. A hirteltestetnikai hálózati transzformátorok hatásfoka 5 W - 10 W között 70% - 80%, 30 W - 200 W között 80% - 90% értéket ér el. Általában minél kisebb teljesítményű a transzformátor, a hatásfok annál kisebb.

A transzformátor illesztése is felhasználható. A működési frekvenciatartományban a feszültségátvitellel $\left(\frac{n_p}{n_s}\right)$ négyzetgyökös arányos az impedancia-átvitel:

$$\frac{n_p}{n_s} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

1.58. Hangfrekvenciás transzformátor

A transzformátor nemcsak a hálózati feszültségnek a kívánt értékűvé való átalakítására használható, hanem úgy is, mint bemenő transzformátor. A külső jelforrások ezek segítségével csatlakoztathatók az erősítő első fokozatához. Hangfrekvenciás jelforrások fogható fel a mikrofon, a pick-up. Érdemes bizonyos feltranszformálásról gondoskodni, miután a mikrofonról vagy pick-upról érkező jel gyenge szokott lenni. Dinamikus mikrofon után például 1:30 áttételi bemenő transzformátor szoktak alkalmazni, hogy a kisfeszültségű mikrofonmergiát magasabb feszültségre tegyék át.

A végerősítő csövek, transzistorok terhelését, legyen az hangszóró vagy írószerveket, a kimenő transzformátor

5. táblázat. Aluláteresztő szűrők az amatőr sávokra

R_0 (Ω)	L (H)	C (F)	f_0 kHz
50	$3,06 \cdot 10^{-4}$	$8,26 \cdot 10^{-10}$	8 650
75	$3,1 \cdot 10^{-4}$	$5,5 \cdot 10^{-10}$	
50	$1,1 \cdot 10^{-4}$	$4,45 \cdot 10^{-10}$	7 150
75	$1,66 \cdot 10^{-4}$	$2,06 \cdot 10^{-10}$	
50	$5,58 \cdot 10^{-7}$	$2,2 \cdot 10^{-10}$	14 400
75	$3,3 \cdot 10^{-7}$	$1,37 \cdot 10^{-10}$	
50	$3,7 \cdot 10^{-7}$	$1,48 \cdot 10^{-10}$	21 500
75	$5,5 \cdot 10^{-7}$	$9,6 \cdot 10^{-11}$	
50	$2,6 \cdot 10^{-7}$	$1,09 \cdot 10^{-10}$	29 750
75	$4 \cdot 10^{-7}$	$7,18 \cdot 10^{-11}$	

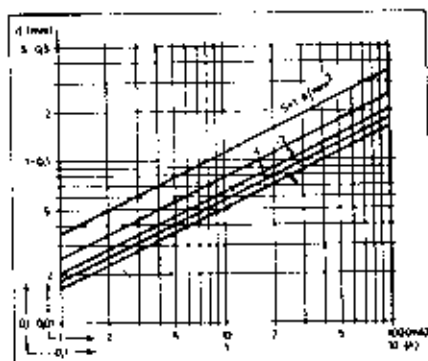
1.6. táblázat. Sávtárcesztő szűrők az amatőr sávokra

R_0 (Ω)	C_1 (F)	C_2 (F)	L_1 (H)	L_2 (H)	Sáv (MHz)
50	$3,59 \cdot 10^{-11}$	$2,122 \cdot 10^{-8}$	$5,3 \cdot 10^{-5}$	$8,975 \cdot 10^{-3}$	3,5 - 3,8
75	$2,93 \cdot 10^{-11}$	$1,41 \cdot 10^{-8}$	$7,95 \cdot 10^{-5}$	$1,84 \cdot 10^{-2}$	
50	$3,2 \cdot 10^{-12}$	$3,63 \cdot 10^{-8}$	$1,59 \cdot 10^{-4}$	$8,00 \cdot 10^{-3}$	7,00 - 7,1
75	$2,18 \cdot 10^{-12}$	$4,24 \cdot 10^{-8}$	$2,38 \cdot 10^{-4}$	$1,20 \cdot 10^{-2}$	
50	$2,77 \cdot 10^{-12}$	$1,8 \cdot 10^{-8}$	$4,84 \cdot 10^{-5}$	$6,38 \cdot 10^{-3}$	14 - 14,35
75	$1,84 \cdot 10^{-12}$	$1,2 \cdot 10^{-8}$	$6,82 \cdot 10^{-5}$	$1,03 \cdot 10^{-2}$	
50	$1,58 \cdot 10^{-12}$	$1,41 \cdot 10^{-8}$	$3,58 \cdot 10^{-5}$	$3,27 \cdot 10^{-3}$	21 - 21,45
75	$1,05 \cdot 10^{-12}$	$9,4 \cdot 10^{-9}$	$5,3 \cdot 10^{-5}$	$5,90 \cdot 10^{-3}$	
50	$8,25 \cdot 10^{-13}$	$3,7 \cdot 10^{-8}$	$6,36 \cdot 10^{-5}$	$8,19 \cdot 10^{-3}$	28 - 29,7
75	$2,16 \cdot 10^{-12}$	$2,49 \cdot 10^{-8}$	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$1,22 \cdot 10^{-2}$	

mos rezgőkörök tekercsei a frekvencia csökkenésével, „egyre inkább rövidre zárják” a kondenzátorokat, míg a soros kör C_2 kapacitása növekvő impedanciát mutat. A rezonancia fölött az áramkör szintén áttereszti a C_1 kondenzátorok csökkenő és az L_2 növekvő impedanciája miatt.

Az alul- és felüláteresztő, illetve sáváteresztő szűrők az átteresztő tartományban, a sávzáró szűrők pedig a záró tartományban ohmos bemeneti, illetve kimeneti ellenállást mutatnak.

A sáváteresztő szűrőket az adóberendezésekben használják a nem kívánt harmonikusok kiszűrésére. Egyes esetekben, amikor a magasabb frekvenciáit sokszorozás útján állítják elő, szükség lehet az alap-, valamint az alap és az utolsó sokszorozás közötti frekvenciák elnyomására. Jól alkalmazhatók ilyen célokra a sáváteresztő szűrők. Az 5. táblázatban sáváteresztő szűrők, a 6. táblázatban sáváteresztő szűrők adatait láthatjuk az amatőrsávokra kiszámítva. Az 1.60. ábra egy



1.61. ábra

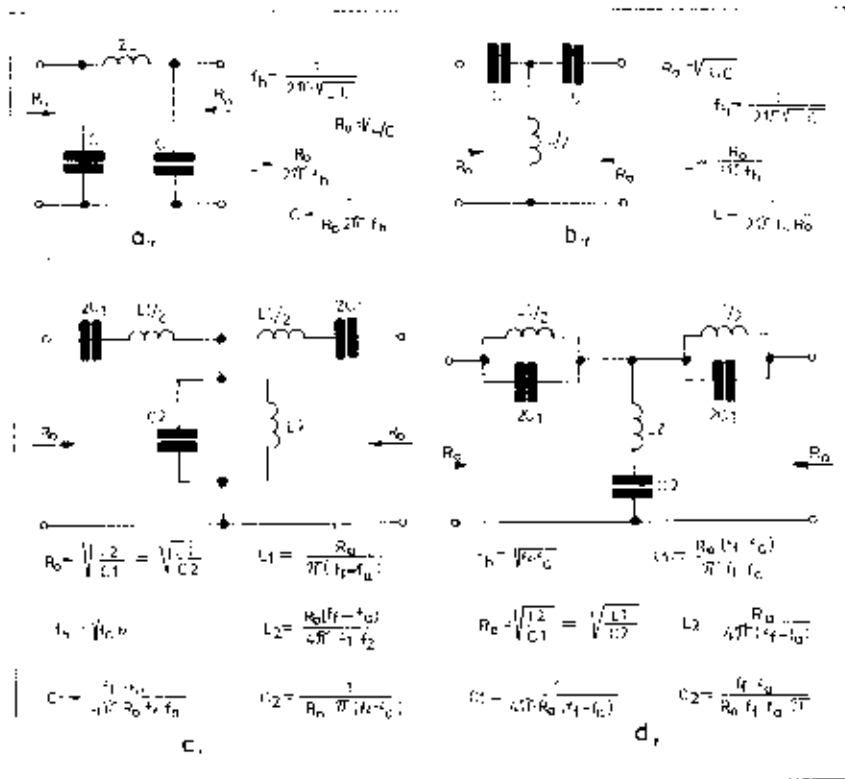
táblázatbeli szűrő számított frekvencia-állapítás menetét mutatja.

A kiszámított szűrők - 3 dB-es pontjai (sávhatárok) is szerepelnek a táblázatban. A tekercsek húzavastagságát a rajtuk átfolyó áram ismeretében tudjuk meghatározni. A kondenzátorok üzemi feszültségét az áramkör tápfeszültsége határozza meg. A húzavastagság meghatározására használható az 1.67. ábrán megadott diagram. Az áramcsűrőtség értékét 5 - 7 A/mm²-re vehetjük fel, attól függően, hogy milyenek a hűtési viszonyok és hogy milyen jó minőségű szűrőt akarunk készíteni.

1.54. Vasmagos tekercsek

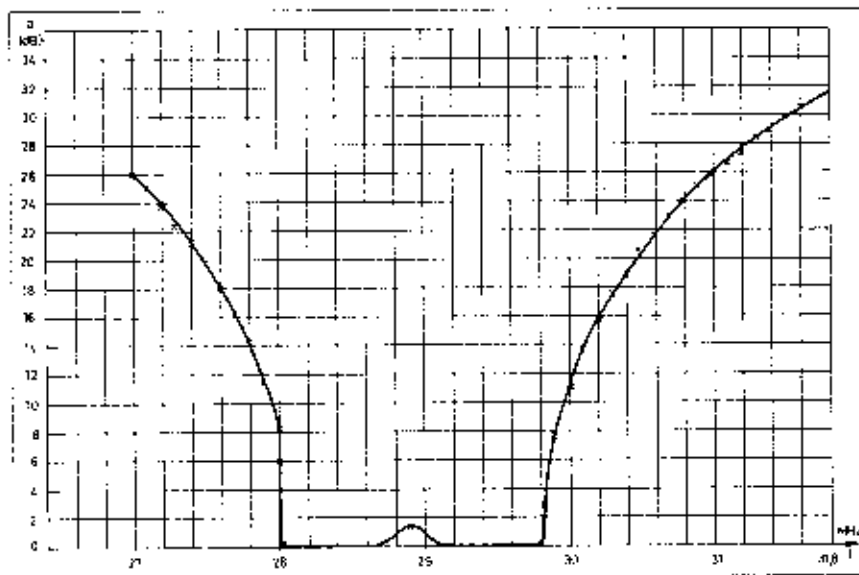
Úgy alacsony, mint magas frekvenciákon a tekercset vasmaggal szoktuk kitölteni, hogy ezáltal megnöveljük az induktivitást, javítsuk a vezetést a tekercsek között és csökkentünk a méreteket. A vasnak azt a tulajdonságát, hogy jelenlétében az erővonalak a légmagos állapothoz képest megnövekszenek, permeabilitásnak nevezzük. (μ betűvel jelöljük.)

A vasnak előnyös tulajdonságai mellett komoly hátránya is van: nemlineáris az összefüggés a mágnessző áram és indukció között. Az 1.62a ábrán láthatjuk felrajzolva egy olyan vas mágnesszősi görbét, amely még nem volt mágnesszőve. A diagram 0 értékről indul ki, először enyhén, majd meredeken emelkedik, végül egy bizonyos H értéktől kezdve lehajlik és nagyjából vízszintes marad. Ez a görbe tehát a B μ H törvényszerűséget írja le különböző H értékek mellett. Ahol a görbe meredek, ott μ értéke magas, ahol átcsap a telítébe, ott megközelíti a kezdeti permeabilitás alacsony értékét. Külön szaggatott vonallal rajzolva látjuk a μ diagramját, amely ott mutatja a μ_{max} helyet, ahol a B - μ H görbe a legmeredekebb. A kezdeti permeabilitás (μ_0) a különböző vasfajtáknál általában sokkal kisebb, mint a maximális μ_{max} értéké. Ha az egyszer felmágnesszőt vasnál a térszert újra csökkentjük, kiderül, hogy a mágnesszősi folyamata nem reverzibilis (1.62b ábra). Azt a pontot, ahol az új görbe metszi a B tengelyt, a remanens indukció jellemző értékének, ahol pedig a H tengelyt, a teljes



1.59. ábra. a) Alátéresztő szűrőkapcsolás R_0 , a lezáró ellenállás és a generátor-ellenállás ohmban, f_h a szűrő határfrekvenciája Hz-ben. L -et H-ban, C -t F-ben kell behelyettesíteni

b) Felültéresztő szűrőkapcsolás a jelölések mint az a-nál c) Sávszűrőkapcsolás. f_1 az alsó határfrekvencia Hz-ben, f_2 a felső határfrekvencia Hz-ben. $f_2 > f_1$, és R_0 lezáró generátor-ellenállás ohmban. d) Sávszűrő szűrőkapcsolás, a jelölések értelmezése ugyanaz, mint c-nél



160. ábra

A nomogram értékszerűen fordítva is használható, amikor is a decibelszámából meghatározható a hozzá tartozó feszültség- vagy teljesítményviszony.

1.58. Reaktáns szűrők

A szűrők feladata abban áll, hogy ha a bemeneti kapcsukra felesleges frekvenciájú jeleket kapcsolunk, akkor ebből meghatározott frekvenciájúkat átteresszenek, minden egyéb jellel szemben pedig nagy ellenállást mutassanak. Más szóval a csillapítás kicsi legyen az átteresztő tartományban és legyen nagy az ezen kívül eső frekvenciatartományban.

Az amatőr gyakorlat nem kívánja meg a legbonyolultabb szűrők használatát. De megkívánja, hogy a kiválasztott szűrőt az előre ismert frekvenciatartomány és adott impedanciákra méretezni tudjuk. A szűrő méretezését azt jelenti, hogy a megadott frekvenciatartomány és lezáró ellenállások ismeretében a szűrők elemeinek értékét kiszámítjuk.

A reaktáns szűrők fogalma azt jelenti, hogy ezek a szűrők L és C elemekből épülnek fel. Az 1.59. ábrán látható szűrőkapcsolások az úgynevezett Butterworth-szűrők, működésük röviden a következő:

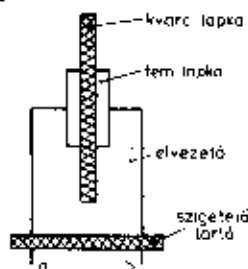
Az a kapcsolásnál a $2L$ induktívitás alacsony frekvencián kicsiny reaktanciát mutat, a C párhuzamos tagok igen magas impedanciájúak, a kapcsolás áttereszt. A frekvencia növelésével $2\omega L$ egyre növekszik, míg $\frac{1}{\omega C}$

egyre kisebbé válik, a kapcsolás egyre kevésbé ereszti át a jelet.

A b ábra kapcsolása igen alacsony frekvencián zár, mert a soros C kondenzátorok nagy reaktanciát mutatnak ωL pedig igen kis érték. Úgy is mondhatjuk, hogy alacsony frekvenciás szempontból a kapcsolás nem „átlátszó”. A frekvencia növelésével egyre csökken a kondenzátorok reaktanciája az ωL pedig növekszik, ezért a kapcsolás egyre inkább „átlátszó”, illetve áttereszt.

A c kapcsolás sáváteresztő szűrőt mutat. A C_1-L_1 soros rezgőkörök rezonancia frekvencián kis ellenállást kapcsolnak be a soros ágba a C_2-L_2 párhuzamos rezgőkör a rezonanciafrekvencián nagy ellenállást kapcsol a párhuzamos ágba. A Q -tól és a soros, ill. párhuzamos rezonanciák beállításától függően változik a szűrő $f_1-f_2=B$ átvitelisége és az átviteli görbe oldalirányúsága. f_1 feletti és f_2 alatti frekvencián a sávszűrő zár és nem ereszti át a jelet az egyik kapocs-pártól a másikig.

A d kapcsolás sávzáró szűrőt mutat. A soros ágba elhelyezett párhuzamos rezgőkörök rezonancián nagy ellenállásúak, míg az L_2-C_1 soros kör szinte rövidzárnak számít a zárótartományban. Tehát a két szélső kapocs-pár között nincs „átlátszás”. Eltérő frekvenciákon a szűrő áttereszti a jelet, ugyanis a rezonancia alatt a párhuzamos



1.55. ábra

$$X_T = \frac{Q \cdot R_1 + (R_1 \cdot R_2 / X_{C2})}{Q^2 - 1} \approx 171,3 \text{ ohm}$$

$f_0 = 7 \text{ MHz}$ esetén

$$L = \frac{X_T}{\omega} \approx 3,8 \mu\text{H}, \text{ a } C_1 \text{ és } C_2$$

értéke az X_{C1} és X_{C2} értékekből számítható ki.

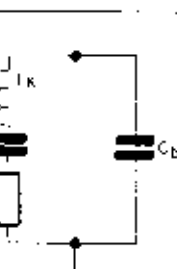
1.51. A kvarekristály

A kvarekristály a természetben előforduló ásvány, SiO_2 (szilícium-dioxid) összetételű anyag. A természetes kvarekristálynak csak drága változata alkalmas ipari felhasználásra. A rádió-hírközlésben az alóberrendezésök által keltett rezgéseket kvarekristállyal lehet stabilizálni. A gyakorlatban ez azt jelenti, hogy a $L-C$ rezgőkörből álló frekvenciameghatározó elem esetén a frekvencia stabilitása

(a frekvencia eltérése a névlegestől)
növleges frekvencia

gondos felépítés esetén 10^{-4} . Kvarekristály alkalmazásával a frekvencia-stabilitás 10^{-7} -et, illetve 10^{-8} -at is elérheti.

Rádiótechnikai célokra a kvarekból meghatározott alakban laposkákat, hasábokat vágunk ki és a kivágott laposkákat ciszolással vékonyítjuk el a szükséges mértékben. Az így lecsiszolt kvarec laposkának két oldalára vékony ezüstréteget csapatnak ki elektrolitikus úton; az ilyen módon keletkezett két fémfelület között mintegy dielektrikumként helyezkedik el a kvarec, amint azt az 1.55. ábra mutatja. Az ábrán látható az elvezető huzal, továbbá a huzal rögzítő szigetelő lapka is. A kvarekristályokat ilyen felépítésben használjuk a rezgések stabilizálására.



1.56. ábra

Ha az 1.55. ábra szerinti elrendezés a-b pontjára egyenfeszültséget kapcsolunk, a kvarec deformálódik. Ha ellenben a kvarecot deformáljuk, az a-b káposokon feszültség keletkezik, ezt a hatást piezoelektromos hatásnak nevezzük. Ez a jelenség azzal magyarázható, hogy a kvarekristály és még néhány kristály (mint például a turmalin), elektromosan polarizáltak. Ennek fogva a kimetszett laposka, természeti irányától függően, valamilyen mértékű ellentétes töltéssel rendelkezik a két felületén, ha a laposkára erő hat. A belső elektromos dipólusok egyensúlyi állapota felborul és ennek eredménye a külső lapokon mérhető töltés. Kétféle körülmények között a belső elektromos hatások kiegyensúlyozottnak.

A kvarec molekulái rádiófrekvenciás ütemben képesek mozogni. A kristály rezgése közben az elektromos energiát átalakítja mechanikus energiává, illetve a mechanikus energiát visszaalakítja elektromos energiává. Az átalakítás hatásfoka igen jó, a Q értéke elérheti a $10^4 - 10^5$ nagyságot is.

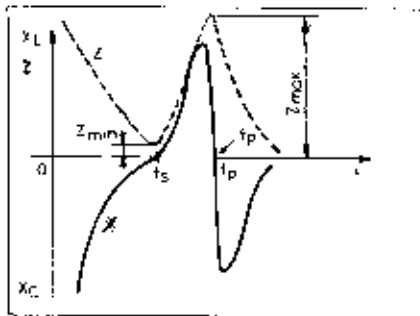
A kristály elektromos helyettesítő kapcsolását az 1.56. ábrán láthatjuk. Itt a C_0 kondenzátor a befogó foglalat lapok kapacitásából adódik, az L_K, C_K, R_K elemek a kristály belső piezoelektromos tulajdonságából adódnak. A kristály önfrekvenciája az elemek alapján felírható $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_K \cdot C_K}}$ a kristálynak ez az úgynevezett soros rezonancia-frekvenciája.

Az 1.57. ábrán vizuálisan mutatjuk leírja a kristály viselkedését a frekvencia függvényében. A soros rezonanciánál (f_0) magasabb frekvencián az $L_K - C_K$ soros rezgőkör induktívvisé válik és rezonanciába kerül a C_0 kondenzátorral és f_p frekvencián párhuzamos rezonancia következik be. A soros rezonancia az, amelyet általában felhasználunk a rezgések stabilizálására. Az f_0 értéket nem befolyásolják a külső elemek hatása, csak a környezeti hőmérséklet. Állandó hőmérséklet mellett a kristállyal elérhető a 10^{-4} -as frekvencia-stabilitás is. A kristály állandó hőmérsékletét fűtött, hőmérséklet-szabályozott termosztáttal biztosítják.

1.52. A decibel

Az átviteli technikában, a rádió-hírközlésben, az elektronikában elterjedten használják a mennyiségek hányadosának logaritmusos egységét. A rádió adás- és vételtechnikában a teljes alapú logaritmust használják a logaritmusos egység képzésére. Megadhatjuk a teljesítmények viszonyát logaritmusos egységben: $A_p \text{ (dB)} = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}$.

A_p a logaritmusos mérőszám decibelben (dB), P_1 a bemenő teljesítmény, P_2 a kimenő teljesítmény. Ha $P_2 = P_1$, akkor erőátvitelről beszélünk (A_p pozitív) az aktív áramkörök (erősítők) esetében általában teljesül az a feltétel. Ha $P_1 > P_2$, ebben az esetben



1.57. ábra

szó mondjuk, hogy az áramkör csillapít (A_n negatív). Megadhatjuk a feszültségek viszonyát is decibelben:

$$A_u \text{ (dB)} = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}$$

ahol A_u a feszültségviszony decibelben, U_1 a kimenő feszültség, U_2 a bemenő feszültség. Ha $U_2 = U_1$, A_u pozitív és erőátvitelről beszélünk. Ha $U_2 > U_1$, A_u negatív és az áramkör csillapít.

Megadhatjuk a befolyó és kifolyó áramok viszonyát is decibelben:

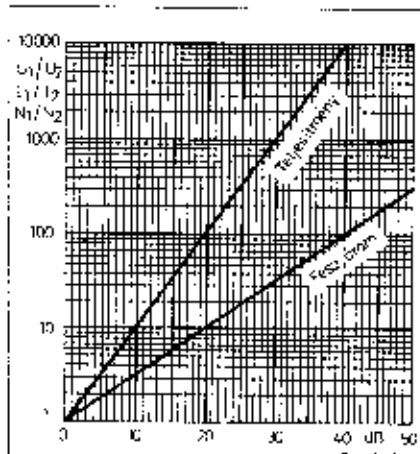
$$A_I = 20 \lg \frac{I_1}{I_2}$$

ahol A_I az áramviszony decibelben, I_1 a kifolyó áram, I_2 a befolyó áram.

Ugyanazon áramkörből a háromféle decibel szám között szoros kapcsolat van, amely a $P = U \cdot I$ kapcsolatból származtatható.

$$A_p \text{ (dB)} = \frac{1}{2} [A_u \text{ (dB)} + A_I \text{ (dB)}]$$

Az 1.58. ábrán a decibel meghatározására szolgáló nomogram látható. A függőleges tengelyen megkeressük az adott feszültség- vagy teljesítményviszonyt és abból a pontból egyenest húzunk vízszintesen a megfelelő ferde egyenesig. A metszéspontból tartozó érték a vízszintes tengelyen megadja a decibel értéket.



1.58. ábra

A feladatok általában olyanok, hogy adott sívszélességet kell megvalósítani úgy, hogy az R_{be} -n a lehető legnagyobb feszültség lépjen fel, amikor f_0 -ra lehangozzuk a rezgőkört. Az $a = \sqrt{Z_0/R_{be}}$ egyenlet azt az áttételt adja meg, amely mellett a maximális kimenő feszültség lép fel az R_{be} -n. Az $a = \sqrt{Z_0/R_{be}}$ feltétel megvalósításával illesztethetjük az R_{be} -t mint terhelést a rezgőkörhöz az optimális feltétel ($U_{ki} = U_{max}$) figyelembevételével. Ebben az esetben a $Q_1 = \frac{Q_0}{2}$ érték adódik, és a bemenő Z_0 ellenállás megegyezik a rezgőkör Z_0 terhelésen rezonanciaellenállásával ($Z_0 = Z_0/2$).

Egy példa alapján teljesebb képet kapunk a megcsapolás szerepéről és a használatának fontosságáról.

$f_0 = 470$ kHz $R_1 = 600$ ohm
 $\Delta f = 10$ kHz $Q_0 = ?$
 $C = 200$ pF $Q_0 = ?$
 $L = 573$ μ H $n_1 = ?$
 $n_1 = 200$ menet $Z_0 = ?$
 Q_1 -t találjuk meghatározni elsőként.

$$Q_1 = \frac{f_0}{\Delta f} = \frac{470 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^4} = 23,5$$

$$Q_0 = 2Q_1 = 47 \text{ és } \frac{Z_0}{2} = Z_{be}, \text{ valamint } Z_0 = Z_{be}$$

$$Z_0 = Q_0 \cdot \omega \cdot L = 47 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 470 \cdot 10^3 \cdot 573 \cdot 10^{-6} \approx 80 \text{ kohm}$$

$$\frac{n_1}{n_2} \sqrt{\frac{Z_0}{R_1}} = \frac{n_0}{n_2} \sqrt{\frac{R_0}{R_2}} \approx 16 \text{ menet}$$

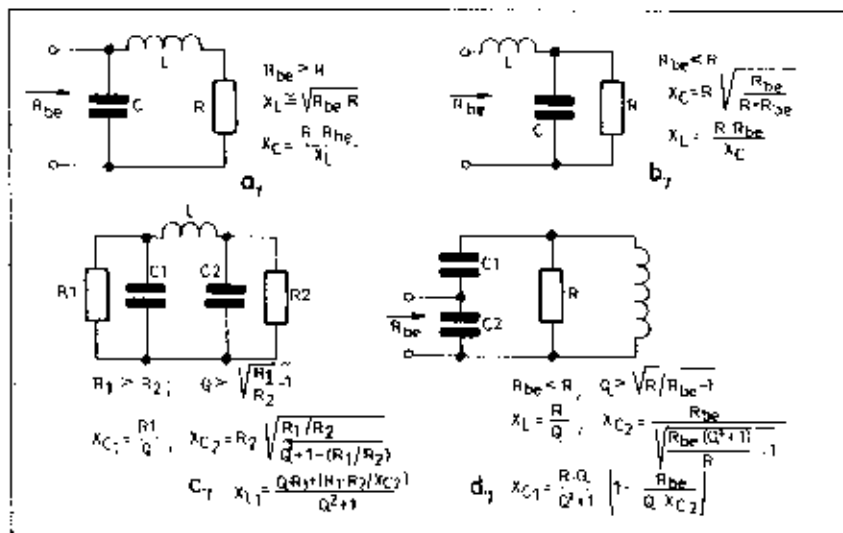
Az eredő rezonanciaellenállás $Z_0 = \frac{Z_0}{2} = 40 \text{ kohm}$

Az 1.53. ábrán a rezgőköri számításokhoz praktikusabban használható nomogramot adunk. A nomogram felhasználható X_C ; X_L ; f_0 ; valamint C és L meghatározására.

1.49. Impedancia-transzformálás rezonáns körökkel

Az illesztés nagyon sokszor előfordul a gyakorlatban. Általában akkor szükséges, amikor például az antennát kell illeszteni a végerősítő fokozathoz, vagy valamelyik erősítő fokozathoz kell illeszteni a következő fokozatot. Amint már az előzőekben szó esett róla, az illesztés azt jelenti, hogy a terhelésen fellépő feszültség illesztett esetben a maximális.

A rádiótechnikában az energiátvitel egyik rendszerből a másikba (a generátorból a terhelésre) mindig egy frekvenciasávban történik. Ez azt jelenti például, hogy egy 3,5 MHz-es adóberendezés rádiófrekvenciás fokozatai 3,5 MHz-es, vagy a 3,5 MHz közelében ± 3 kHz-es sávon belül kell, hogy működjének. A megenged-



1.54. ábra

ett sávon kívül nem szabad, hogy az adó jelet (energiát) szórózzon. A vevő-oldalon hasonló a helyzet amennyi eltéréssel, hogy ha nem elég szelektív a vevő, az nem másnak, hanem magának a vevő üzemiállásának jog kellemetlenségét okozni.

Az illesztést tehát úgy kell megoldani, hogy egyben a megfelelő szelektív is megtörténjen. Erre alkalmasak az úgynevezett rezonáns szűrők, amelyek L és C elemekből vannak felépítve.

Az 1.54. ábrán egyszerű rezonáns szűrőket láthatunk.

Az a ábrarészlet kapcsolása olyankor használható, amikor az R terhelő ellenállást egy nálánál nagyobb belső ellenállású generátorhoz akarjuk illeszteni.

A b ábrarészlet szerinti elrendezés olyankor használandó, amikor a generátor kisebb belső ellenállása, mint a terhelés.

A c ábrarészlet szerinti elrendezéssel már egy jobb minőségű illesztést lehet megvalósítani $R_1 = R_2$ feltétel mellett.

A d ábrarészleten kapacitív megcsapolású rezgőkörrel történő impedancia-transzformálást láthatunk.

Az ábrán megadott képletekben R_{be} a jelölt pontok közé kapcsolható generátor-ellenállást jelenti ohmban, R a kimeneti pontra kapcsolható ellenállás értéke ohmban. (Vagyis az úgynevezett transzformált értéke az R_{be} -nek.) Q a kör terhelő jósági tényezője; X_{C1} ; X_{C2} a megfelelő indukciós kondenzátor létszámú ellenállása az f_0 frekvencián $X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$; X_{L1} az induk-

tívitás létszámú ellenállása az az $(X_L = \omega \cdot L)$; $\omega = 2 \pi \cdot f_0$.

1.50. A Collins-típusú csatolókör

Az 1.54c ábrán látható áramkör a rádióamatőrök szempontjából különös figyelmet érdemel.

A viszonylag egyszerű számítási formulák mellett a kapcsolás előnye, hogy a csövek (illetve tranzisztorok és antennák) kimenő és bemenő induktivitásait is befoglalja a hangoló induktivitásba, továbbá rezgőkör hangolását (a tekercsen kívül) a kimenő és bemenő kapacitások soros eredője végzi, így azonos tekercessel nagyobb frekvenciára lehet rezgőkört készíteni.

A kedvező tulajdonságai mellett hátrányai is vannak ennek az áramkörnek, amely hátrányok különböző kapcsolástechnikai fogásokkal megszüntethetők, illetve hatásuk csökkenthető. A kapcsolásnak két hátránya van:

1) Galvanikus kapcsolat van a meghajtó és meghajtott egység között. Ez adott esetben (például végfok - antenna csatlakozás) megszüntethető járulékos soros kondenzátorok beépítésével.

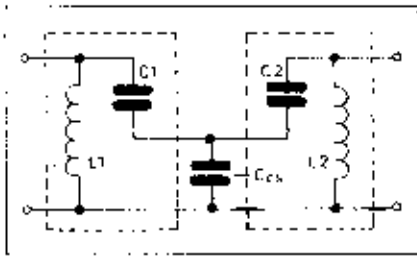
2) Mivel a C_1 és C_2 soros eredője végzi a rezgőkör hangolását, a teljes köráram a „hideg” vezetékben, leggyakrabban az alaplemezen keresztül járul. A köráram a meghajtó áram Q-szorosa. Nagyobb teljesítményeknél (10-12-es Q-értékű) igen jelentős lehet az ilyen módon fellépő áram az alaplemenzen. Ez az áram az alaplemenzen feszültségesést hoz létre, amely a kiessztű fokozatra visszajutva, gerjesztést és más zavarokat okozhat.

Példa az illesztő tag alkalmazására. Egy 1500 ohmos antennát kell illeszteni 50 ohmos kimeneti ellenállású végfokhoz. Az 1.54. ábra c változatát alkalmazzuk és a megoldást az ábra képleteivel végezzük el. Az adó feltehetően $R_1 = R_2$; $R_1 = 1500$ ohm és $R_2 = 50$ ohm.

$$Q = \sqrt{R_1/R_2 - 1}; Q = \sqrt{1500/50 - 1} = 5,4; Q=1 \text{ választjuk } 10\text{-ra, } 10 > 5,4.$$

$$X_{C1} = \frac{R_1}{Q} = \frac{1500}{10} = 150 \text{ ohm.}$$

$$X_{C2} = R_2 \sqrt{\frac{R_1/R_2}{Q^2 + 1 - (R_1/R_2)}} = 50 \cdot \sqrt{\frac{30}{70}} = 32,5 \text{ ohm}$$



1.51. ábra

vezetőből készült árnycső burában foglal helyet, az induktivitások néhány százalékos esatolásihoz vannak egymással, a a külső tórtól az árnycső burá elválasztja őket.

Kapacitíven esatolt rezgőkörök külön-külön árnycső burába kerülnek (1.50; 1.51. ábra), így műfélé esatolás nem lehet közöttük. A felső kapacitív esatolásnál a primer rezgőkör sarkain fellépő feszültséget egy aránylag kis kapacitású kondenzátoron keresztül esatoljuk a szekunder rezgőkörre (1.51b. ábra). A primer feszültség, mint feszültségosztón megoszlik a C_{cs} esatoló kondenzátoron és a C_2 szekunder köri hangoló kondenzátoron. A C_2 kondenzátora eső feszültség tépülja a szekunder kört. A szekunder kör is visszahat a primorra, a szekunder kör feszültsége ugyanazon a esatoló kondenzátoron visszakerül a primer körbe. Az így létesített esatolást a C_{cs} esatoló kondenzátor kapacitásával tudjuk a kívánt értékre beállítani:

$$k = \frac{C_{cs}}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}}$$

A esatolás mértéke a kondenzátorból álló feszültségosztó értékeitől függ, ezért a felső kapacitív esatolást feszültség esatolásnak is nevezik.

1.47. Alsó kapacitív esatolás

Az alsó kapacitív esatolásnál a esatolás a közös ághban elhelyezett C_{cs} esatoló kondenzátor segítségével jön létre (1.46b. ábra). A C_{cs} és a C_1 soros kapcsolásra jut a primer feszültség. A C_{cs} a szekunder körben, hasonlóan a primer körhöz, a C_2 -vel soros tagor képez és a rajta fellépő feszültség gerjeszt a szekunder kört. A szekunder feszültség így megoszlik a C_2 és a C_{cs} kapacitásokon.

A primer áram által létesített feszültség gerjeszt a szekunder kört, ezért ezt a esatolási módot áram esatolásnak is nevezik.

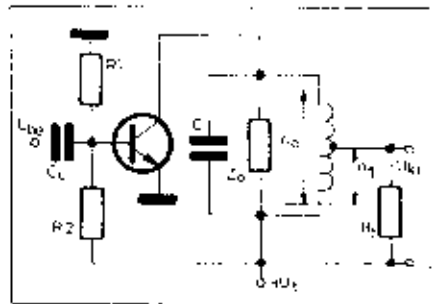
A C_{cs} kapacitása lényegesen nagyobb a C_1 és C_2 kondenzátorok kapacitásánál, így a esatolás mértéke a C_{cs} kondenzátor megválasztásával jól beállítható:

$$k = \sqrt{\frac{C_1 \cdot C_2}{C_{cs}}}$$

1.48. Megesapolt rezgőkör

A rezgőkörök párhuzamosan kapcsolódó ellenállások csökkentik annak jóság tényezőjét (Q-ját), növelik a sáv szélességet és csökkentik a rezonancia ellenállást. Ez a terhelő hatás csökkenthető úgy, hogy a terhelő ellenállást nem közvetlenül a rezgőkör kapcsára, hanem a tekercs valamely megesapolására kötjük (1.52. ábra). A megesapolásra kötött R ellenállás egy nagyobb, tehát kevésbé terhelő R_1 ellenállással transzformálódik fel. Induktív meg esapolás esetén:

$$a = \sqrt{\frac{Z_0}{R_1}}$$



1.52. ábra

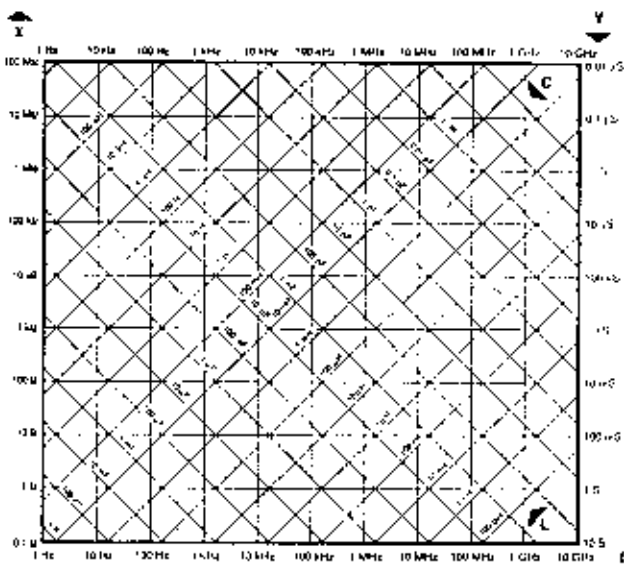
A képletben R_1 a megesapolásra kötött terhelő ellenállás Z_0 az R_1 „betranszformált” értéke, ez az érték párhuzamosan kapcsolódik a rezgőkör rezonancia ellenállásával vagyis $Z_0 \cdot Z_0 = a^2 \cdot Z_0$ eredő ellenállásuk fogja meghatározni a rezgőkör úgynevezett terhelő jóság tényezőjét amit Q₁-vel szokták jelölni. Az „a” a teljes menetszámának és a leigazítás menetszámának hányadosa, vagyis:

$$a = \frac{N_{1,2}}{N_{1,1}} = \frac{N_2}{N_1}$$

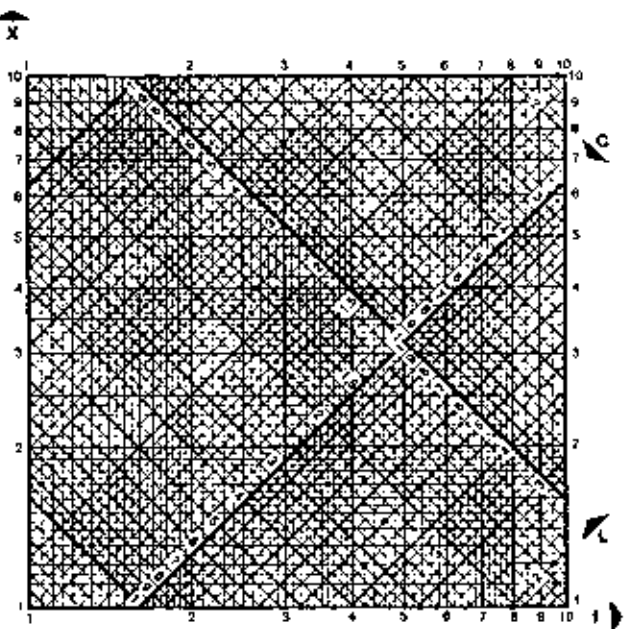
(1.52. ábra).

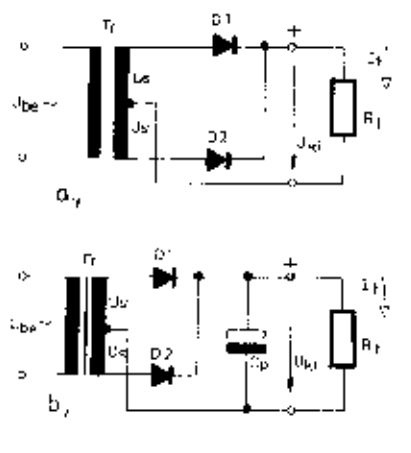
A terhelést nemcsak a tekercs meg esapolásával kapcsolhatjuk a rezgőkörre. Ha a rezgőköri kondenzátort készítjük két részből, amint az (1.53a. ábra) mutatja, az optimális (illesztett) esetet itt is be tudjuk állítani az $a = \sqrt{\frac{Z_0}{R_1}}$ egyenlet segítségével. Ebben az esetben az

$$a = \left(1 + \frac{C_1}{C_2}\right)$$



1.53. ábra

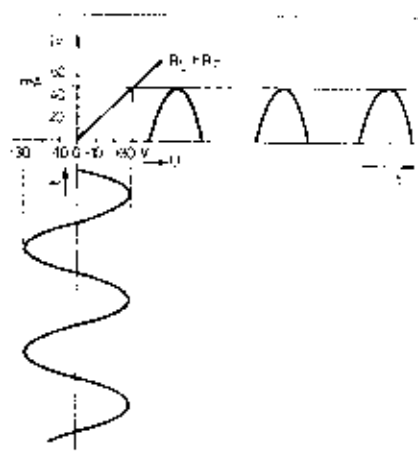




4.2. ábra. Egyszármú, egyutas egyenirányító áramkörök: a) egyutas egyenirányító ellenállás-terheléssel; b) pufferkondenzátoros egyutas egyenirányító

Hagyományos félvezető diódákkal felépített egyenirányító áramkörök

A hagyományos félvezető diódákkal felépített hálózati egyenirányító áramkörök löbbszire az 50 Hz frekvenciájú, 220 V-os feszültségből állítják elő a különböző áramköröket működtető egyenfeszültséget. A váltakozó feszültség amplitúdója a periódus egyik felében pozitív, a másik felében pedig negatív polaritású. Az egyenirányító áramkörben levő félvezető dióda az áram egyik félperiódusa (pl. pozitív) esetén kis ellenállást, a másik félperiódus (negatív) esetén pedig nagy ellenállást tanúsít az átfolyó árammal szemben. A 4.2. ábrán egyfázisú, egyutas egyenirányító kapcsolásokat rajzoltunk fel. Az egyenirányítandó fe-



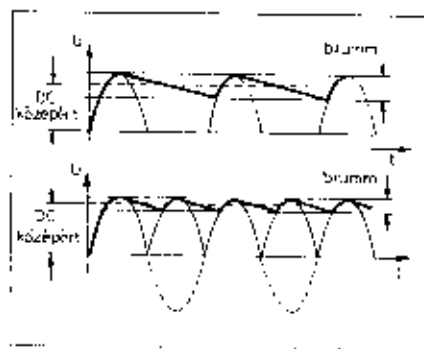
4.3. ábra. Pufferkondenzátor nélküli ellenállás-terhelésű egyfázisú egyutas egyenirányító működésének szemléltetése. (A kizárólagosan aknas ellenállással terhelte egyenirányítóból a fogyasztó csak minden második félperiódusban kap táplálást)

szültséget a transzformátor szekunder tekercse szolgáltatja. E transzformátor feladata kettős. Segítségével a hálózati feszültség értéke csökkenthető vagy növelhető. A feszültség csökkentése vagy növekedése a primer menetszám és a szekunder menetszám viszonyától függ. Így a 220 V-os hálózati feszültségből tetőzés szerinti nagyságú feszültséget tudunk a szekunder oldalra transzformálni. A transzformátor másik feladata, hogy galvanikus elválasztást biztosítson a hálózati egyenirányító bemenete és kimenete között. A 4.2a ábra transzformátorának szekunder tekercsén megjelenő áram alakú feszültség pozitív félperiódusait az ilyenkor kinyitott dióda az \$R_L\$ terhelő ellenállásra (fogyasztóra) kapcsolja. A negatív félperiódusok nem juthatnak át a diódán. Az \$R_L\$ terhelő ellenálláson féláramú álló pulzáló egyenáram folyik (l. 4.3. ábrát). Látható, hogy vannak olyan időtartamok, amikor nem folyik áram a terhelésen.

A kimeneti egyenfeszültség lüktetés (pulzálása) és a bűgőfeszültség nagymértékben csökkenthető pufferkondenzátor alkalmazásával. Ilyen kapcsolat látható a 4.2b ábrán. A dióda a transzformátor szekunder tekercsének pozitív félperiódusai alatt a \$C_p\$ pufferkondenzátort tölti és egyúttal a terhelés áramát is biztosítja. Amikor a dióda lezár, a terhelés felé a tároló pufferkondenzátor kisütő árama folyik tovább. A diódán csak a pozitív félperiódusok egy részén folyik áram. A 4.4a ábra mutatja a kimeneti feszültséget az idő függvényében. Terhelés nélkül, vagyis üresjárásban a \$C_p\$ pufferkondenzátor csúcsfeszültségre töltődik fel. Az \$I_k\$ terhelő áram növekedésének hatására a kimeneti egyenfeszültség csökken és az \$U_b\$ bűgőfeszültség növekszik. Nagyobb kapacitású pufferkondenzátort választva, az áramkör jobban terhelhető, a kimeneti feszültség csökkenése kisebb mértékű lesz.

Kiseb bűgőfeszültség érhető el kétutas egyenirányítás segítségével. A kétutas egyenirányítás elve, hogy a terhelésre (fogyasztóra) mind a két félperiódus alatt egy-egy dióda rákapcsolja a feszültségforrást. Ennek az elvnek a kapcsolási megoldásai láthatók a 4.5. ábrán. A transzformátor szekunder oldalát két tekercs alkotja, mind a kettő \$U_s\$ feszültséget szolgáltat. Ez a középpontszázas szekunder tekercses hálózati transzformátor ellenütemben táplálja a \$D_1\$ és \$D_2\$ diódákból álló egyutas egyenirányítót, amelyek közös terhelésre dolgoznak. A \$D_1\$ dióda a hálózati feszültség pozitív félhullámain, a \$D_2\$ dióda pedig a negatív félhullámain kapcsolja azonos irányban a terhelésre. Eredőül a kimeneten kétutasan egyenirányított, pulzáló egyenfeszültséget kapunk. A kimeneti egyenfeszültség hullámossága nagymértékben csökkenthető pufferkondenzátor alkalmazásával (4.5b ábra). A pufferkondenzátorban tárolt töltés következtében a kimeneti feszültség a 4.7b ábra szerint alakul.

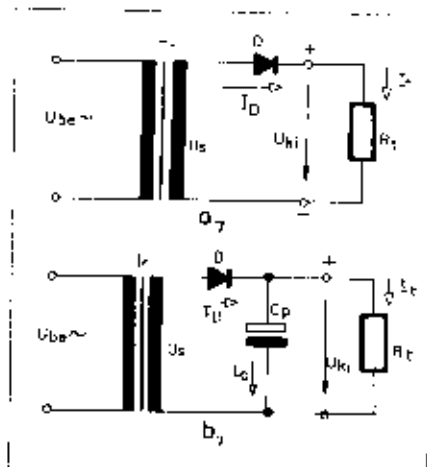
A 4.6. ábrán Graetz-hídkapcsolású egyenirányító látható, melynél nem



4.4. ábra. Pufferkondenzátoros egyenirányító áramkörök kimenetén megjelenő jelalakok: a) egyutas egyenirányító esetében; b) kétutas egyenirányító esetében. (Terhelésen kimenetnél a pufferkondenzátor mindkét szelben a csúcsfeszültségre töltődik fel és azon is marad)

szükséges középpontszázas transzformátor. A transzformátor szekunder feszültségének pozitív félperiódusai a \$D_1 - R_L - D_2\$ úton hajtanak át áramot az \$R_L\$ terhelésen. A negatív félperiódusok a \$D_2 - R_L - D_1\$ úton ugyanolyan irányú terhelőáramot hoznak létre. A \$C_p\$ pufferkondenzátor az egyenfeszültség pulzálását csökkenti. Az \$R_L\$ soros védőellenállás a bekapcsolási töltőáramot korlátozza. A kapcsolat működése a 4.7. ábrán láthatóan is könnyen nyomon követhető.

Azokban az esetekben, amikor az egység bemenetének és kimenetének galvanikus elválasztása nem követelmény, akkor transzformátor nélküli egyenirányító kapcsolásokat is alkalmazhatunk. Egy ilyen transzformátor nélküli egyutas hálózati egyenirányító



4.5. ábra. Egyszármú, kétutas középpontszázas egyenirányító kapcsolások: a) kétutas, középpontszázas egyenirányító ellenállás-terheléssel; b) pufferkondenzátoros kétutas középpontszázas egyenirányító. (A kétutas egyenirányító tulajdonképpen két egymással párhuzamos kapcsolásban működő egyutas egyenirányítóból áll)

4. Tápegységek

Ferenczi Ödön okl. vill. mérnök

Gyakorlatilag valamennyi rádió adó-vevő készülék tartalmaz tápegységet. A tápegység a rendelkezésre álló bemeneti feszültséget (pl. hálózati feszültség, akkumulátor szolgáltatta egyenfeszültség stb.) az adott készülék üzeméhez szükséges tápfeszültséggé alakítja át. A tápegység lehet stabilizálatlan, illetve stabilizált kimeneti feszültségű. Ennek alapján stabilizálatlan és stabilizált tápegységekről beszélhetünk.

A rádió adó-vevők és az elektronikus készülékek különféle tápfeszültség- és tápáram-ellátást igényelnek. Különbözképpen vonatkozik ez az elektroncsöves készülékekre. Az elektroncsövek anódjainhoz és segédtrácsaihoz viszonylag nagy egyenfeszültség szükséges. Kis feszültség szükséges a fűtőszálakhoz és bizonyos esetekben kis értékű negatív feszültség kell a cső vezérlőtrácsának előfeszítéséhez. Ez azt jelenti, hogy az elektroncsöves készülékekhez egy több kimeneti feszültséggel rendelkező tápegységet kell építeni. Kedvezőbb a helyzet a félvezető eszközökkel felépített készülékeknél. Itt a szükséges kimeneti feszültségek száma a csöves változathoz képest elenyésző.

Egyenfeszültség-forrásoként többnyire telepek (száras telepek, akkumulátor-telepek), vagy olyan hálózati egységek, más szóval hálózati tápegységek jöhetnek számításba, amelyek az egyenfeszültséget a 220 V-os 50 Hz frekvenciájú váltakozó feszültség egyenirányítása és szűrése során nyerik. Mindkét fajta stabilizálatlan egyenfeszültség-forrás rendszerint egy, az időben ingadozó egyenfeszültséget szolgáltat, amelynek értéke a terhelés (fogyasztó) változó áramfelvételének is függvénye.

4.1. Hálózati egyenirányítók

A rádió adó-vevő berendezések és az elektronikus készülékek többségét váltakozó feszültségű hálózatról üzemeltetik. Már említettük, hogy a berendezések, illetve az áramkörti egységek üzemeltetéséhez nem váltakozó, hanem egyenfeszültség szükséges. Ennek az egyenfeszültségnek az értéke az esetek döntő többségében nem egyezik meg a tápellátó hálózat feszültségével. A berendezésekben ezért külön egység, az úgynevezett tápegység gondoskodik a hálózati feszültség átalakításáról és egyenirányításáról, valamint szükség esetén a kimeneti feszültség stabilizálásáról. A 4.1. ábrán egy hagyományos stabilizált egyenfeszültségű hálózati tápegység tömbvázlata látható. A stabilizált tápegységek általában két egységből tevődnek össze. Azt az áramkörti (vagy szerkezeti) egységet, amely a hálózat váltakozó feszültségét a táplálandó készülék

Az adó- és vevőkészülékek egyes fokozatai viszont csak akkor működnek kielégítően, ha a tápellátó feszültség időbeni ingadozása minimális. Ezt a követelményt csak rendkívül stabil, szabályozott hálózati tápegységekkel lehet kielégíteni.

Azt, hogy a hálózati stabilizált tápegységek kimeneti feszültsége milyen mértékben tér el a névleges értéktől, a következők határozzák meg:

- a huroknyi (hálózati) feszültség ingadozásai;
- a terhelő áram (fogyasztói áram) változása;
- a referenciafeszültség és a szabályozó erősítő hőmérsékletfüggése;
- a tápegység és a fogyasztó közötti összekötő vezetéken létrejövő feszültségesés.

Végül egy korzerű tápegységtől még azt is meg kell követelni, hogy a fogyasztó esetleges zárlata még abban az esetben ne okozzon kárt a tápegységben, ha kimenetének rövidrezárása huzamosabb ideig tart. A tápegységnek viszont biztosítani kell azt, hogy annak meghibásodása során a kimenetén (ill. kimenetein) egy meghatározott értéknél nagyobb feszültség ne alakulhasson ki (túlfeszültségvédelem).

Az alábbiakban mintegy rocsuptszerű útmutatást adunk az amatőr-gyakorlatban szükséges tápegységek elkészítéséhez. Az alapáramkörök esetében kitérünk a főbb méretezési irányelvekre is. Ahol lehetséges volt, ott az alapképsolások áramkörti előmeinek szükséges értékeit táblázatos összeállításban adtuk meg. Így igyekeztünk levenni a tápegységek időrabló méretezésének terheit az Olvasó válláról.

használhatók a különböző áramkörti egységek tápellátására, ha ezekkel szemben nincs különösebb stabilitási követelmény. Amikor a készülék kifogástalan üzeméhez a tápfeszültség ingadozásait csökkenteni kell, akkor a hálózati egyenirányítóhoz egyenfeszültség-stabilizáló áramkörti egységet kapcsolnak.

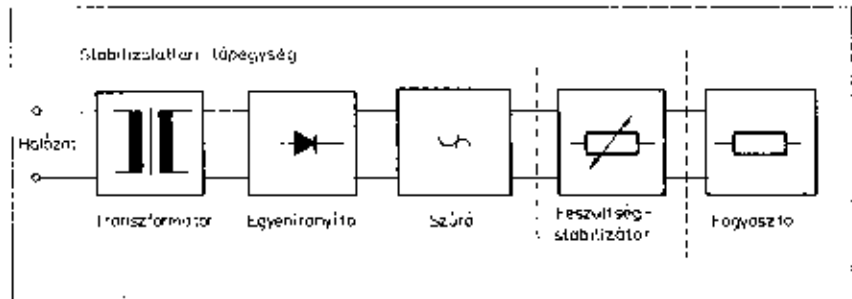
A galvanikus leválasztást biztosító hálózati egyenirányító transzformátorból, egyenirányító áramkörből és megfelelő szűrőáramkörből állnak. A hálózati transzformátor feladata, hogy a hálózati feszültséget az egyes áramkörök táplálásához szükséges értékre változtassa és galvanikus elválasztást biztosítson a hálózati bemenet és a tápegység kimenete között. A letranszformált hálózati feszültség után az egyenirányító áramkörre kerül. Tudva levő, hogy az egyenirányító által szolgáltatott feszültség nem tiszta egyenfeszültség. Ezen egyenfeszültségre szuperponálódott hűgőfeszültséget az egyenirányító után kapcsolt szűrőáramkör csökkenti a megfelelő értékre.

Az alábbiakban a különböző hálózati egyenirányító áramkörti kialakításait és méretezésének főbb szempontjait ismertetjük.

4.1.1. Félvezetődiódás egyenirányító áramkörök

Az egyfázisú hálózati egyenirányító kapcsolások lehetnek egyutas és kétutas áramkörti kialakításúak. Az egyutas egyenirányítók a hálózat 50 Hz-es sinusos váltakozó feszültségének csak az egyik periódusát, a kétutas közép-pontleágazású egyenirányítók pedig mindkét félperiódusát egyenirányítják.

A Graetz-kapcsolású hűgőgyenirányítók is kétutas egyenirányítást valósítanak meg. Előnyük, hogy ez utóbbi áramkörben nem szükséges közép-leágazású szekunder tekercses transzformátor.



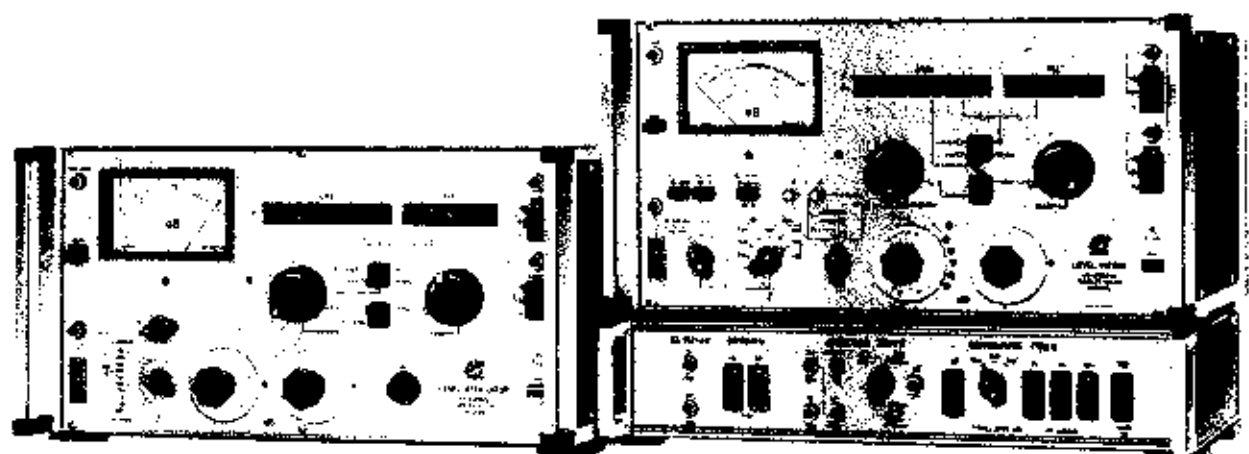
4.1. ábra. Hagományos, stabilizált egyenfeszültségű hálózati tápegység tömbvázlata (a stabilizálatlan tápegységet, vagyis a hálózati egyenirányítót a transzformátor, az egyenirányító és a szűrőegység alkotja)



ELEKTRONIKA ÁTVITELTECHNIKAI SZÖVETKEZET

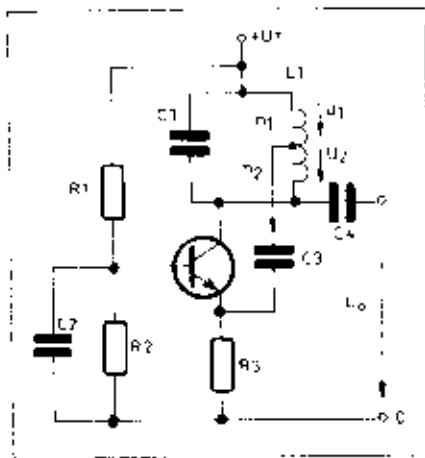
Gyártmányaink: átviteltechnikai mérőműszerek (generátorok, szintmérők), kiscsatornaszámú táviró- és vevőfrekvenciás távbeszélő-berendezések, komplett mérőhelyek és gépkocsiba épített mérőlaboratóriumok.

Új termékünk az
ET—100 T/A típusú nagy pontosságú átviteltechnikai mérőadó
ET—100 T/V típusú nagy pontosságú átviteltechnikai mérővevő
ETM—10 típusú mérőkészlet,
melyek komplett átviteltechnikai mérőhelyet alkotnak.
Frekvenciatartomány: 0,2 1620 kHz
4 kHz-es frekvenciarasztolás kvarcpontosság-
gal
Frekvenciabizonytalanság: $\pm 1 \times 10^{-5} \pm 10$ Hz
Frekvenciakijelzés: félvezető számjelzővel
Szélessávú és szelektív szintmérés: —60 . . .
+20 dB, —120 . . . +20 dB
Teljesítmény- és feszültségszintes üzemmód
Impedancia-, szimmetria-, reflexiómérés a mérőkészlet segítségével.



Felhasználóinknak mindig készséggel ad felvilágosítást
a KERESKEDELMI OSZTÁLY

1072 Budapest, Klauzál u. 30. Telefon: 427-190



3.37. ábra

Az A_v alakulására a nevezőben levő $\beta \cdot A$ mennyiségnek döntő hatása van. Ha a $\beta \cdot A$ negatív előjelű, az $1 - (\beta A)$ kifejezés $(1 + \beta A) > 1$, tehát $A_v < A$. Ha ellenben a $\beta \cdot A$ pozitív előjelű, az $(1 - \beta A)$ kifejezés nulla értékű is lehet adott β és A esetében, vagyis az $A_v > 1$, illetve igen nagy értékű lehet a visszacsatolt erősítés.

3.21. A negatív visszacsatolás

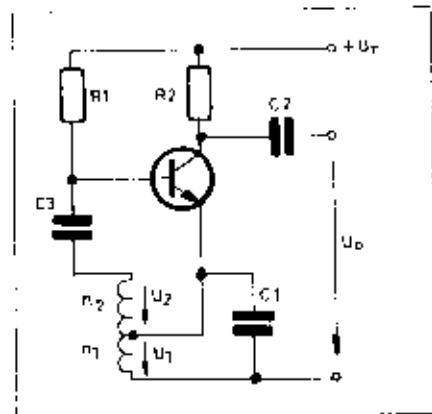
A negatív visszacsatolás kedvezően befolyásolja az erősítő zaját és torzítását továbbá a különböző külső tényezők hatásait jelentősen csökkenti.

Ha ugyanis $A \cdot \beta < -1$, akkor $A_v \approx -\frac{1}{\beta}$ tehát az erősítést csak visszacsatoló elemek határozzák meg. A 3.34. ábra pl. az átlokolatlan emitterellenállás visszacsatoló hatását mutatja. A visszacsatolás az erősítő kimeneti és kimeneti impedanciáját is befolyásolja.

3.22. Pozitív visszacsatolás

Ha az $A_v = \frac{A}{1 - \beta A}$ egyenletnél a

nevezőben levő $\beta \cdot A \approx +1$, az $A_v \rightarrow \infty$. A pozitív visszacsatolás sok esetben



3.38. ábra

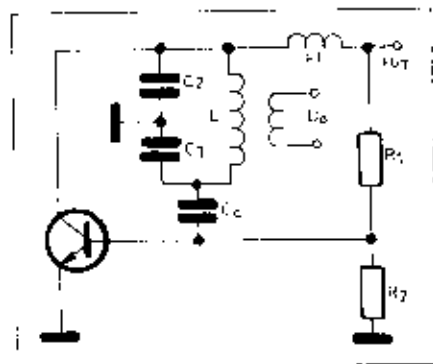
kellően nagy jelenség. Vannak esetek, amikor a pozitív visszacsatolást szándékosan hozzuk létre. Például az egyenes rendszerű rádióvevőkben egyszerű áramkörrel, kevés tranzisztorral szuperkiszülékhez hasonló erősítést lehet elérni a pozitív visszacsatolás alkalmazásával. Az oszcillátoroknál a működés feltétele a pozitív visszacsatolás.

3.23. Szinuszoszcillátorok

Az oszcillátorok állandó frekvenciájú és amplitúdójú jeleket állítanak elő. Minden esetben tartalmaznak aktív elemet, amely lehet elektroncső, tranzisztor, esetleg integrált áramkör, tartalmaznak továbbá frekvencia-meghatározó elemet.

A szinuszoszcillátorok frekvencia-meghatározó eleme lehet rezgőkvarc vagy LC-kör (esetleg RC-elemek). A rezgőkörrel felépített oszcillátorok rezgési frekvenciáját a Thomson-képlettel számíthatjuk ki.

$$f_{(Hz)} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{(H)} \cdot C_{(F)}}}$$



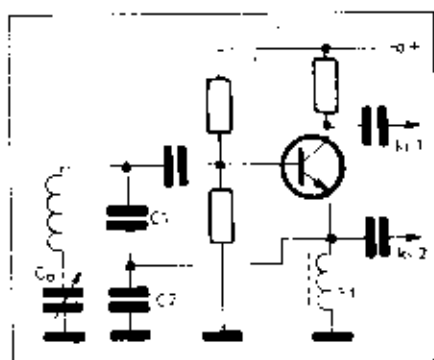
3.39. ábra

3.24 A legismertebb oszcillátor-típusok tranzisztoros megoldással

A hangolt kollektorkörű Meissner-oszcillátor (3.35. ábra) a tranzisztor kollektorköri munkapontjának az $L_1 - C_1$ párhuzamos rezgőkör. A pozitív visszacsatolást a tekercsek megfelelő bekötésével lehet előállítani. Szokásos a hangoltkört a bázisba helyezni; ez az ún. hangolt bázisú változata a Meissner oszcillátornak.

A Hartley-oszcillátornál (3.36. ábra) a pozitív visszacsatolást azáltal érik el, hogy a rezgőkör L_1 tekercs leágazására csatlakozik a telepfeszültség, amely váltakozó áramú szempontból hidegpont. A rezgőkör két végpontján a feszültség 180° fáziseltérést, tehát a bázis-kollektor pontok között 360° -os fáziseltérés (a tranzisztor szintén 180° -ot forgat).

Az induktív hárompont kapcsolású oszcillátort (Hartley) földelt bázisú (3.37. ábra) kapcsolási megoldásának előnye az előző kapcsolással szemben,



3.40. ábra

hogy a tranzisztor határfrekvenciája kevésbé befolyásolja az oszcillátor működését hangolás közben.

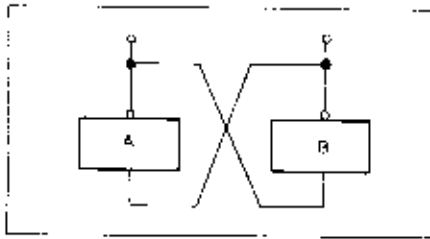
Az ECC-oszcillátor (3.38. ábra) speciálisan magas frekvenciás oszcillátor. Előnye még ennek az áramkörnek, hogy a terhelés kevésbé hat vissza a rezgő rendszerre mint bármely más típus esetében.

A Colpitts-oszcillátor (kapacitív hárompont oszcillátor (3.39. ábra) működési elve hasonló a Hartley-oszcillátorhoz. A rezgőkör megcsapolása a $C_1 - C_2$ kondenzátorok közös pontján van. A csatolást a C_1/C_2 arányának változtatásával lehet beállítani. Hátránya, hogy a hangoláshoz köthős forgókondenzátort kell alkalmazni. A C_2 kondenzátor nagyságát úgy kell megválasztani, hogy a működési frekvencián az impedanciája minél kisebb legyen a h_{11} ehhez képest. Az F_1 fojtótekercset úgy kell méretezni, hogy $\omega \cdot L > Z_0$ legyen; Z_0 a rezgőkör rezonanciaellenállása, ω a rezgési frekvencia,

$$\omega_0(\text{rad/sec}) = \frac{1}{\sqrt{L_{(H)} \cdot C_{(F)}}}$$

A Clapp-oszcillátor a rádióamatőrök legkedveltebb oszcillátor-típusa. (3.40. ábra). Közkeletűségét az áramkör kedvező frekvenciastabilitása okozza. Feltűnően hasonló felépítésű a Colpitts-oszcillátorhoz. Az eltérés az L induktivitással sorosan kapcsolt C_3 kondenzátor miatt van. Az oszcillátor rezgési frekvenciáját a három kondenzátor (C_3, C_1, C_2) határozza meg. Rendszerint C_3 -al hangolják az oszcillátort, C_1 és C_2 -vel pedig a berendezést biztosító csatolást állítják be. A rezgési frekvencia a C_3, C_1 és C_2 kondenzátorok eredő kapacitásától és L -től függ

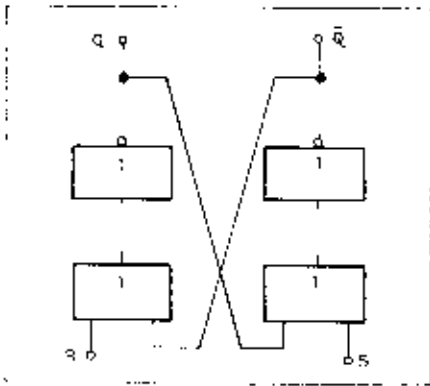
$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C_0}}; C_0 = C_3 \times C_1 \times C_2$$



3.30. ábra

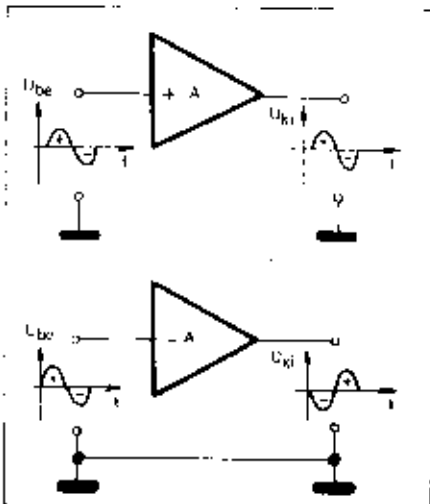
3.19. Tároló áramkörök

A digitális áramkörökben gyakran előfordul, hogy az egyszerű logikai elemek által előállított jeleket a rendszeren belül, egy vagy több helyen, meghatározott ideig tárolni kell. Gondoljunk arra, hogy az egyszerű logikai elemek kimenetén csak addig tart a kívánt jel, amíg a bemenetén az eh-



3.31. ábra

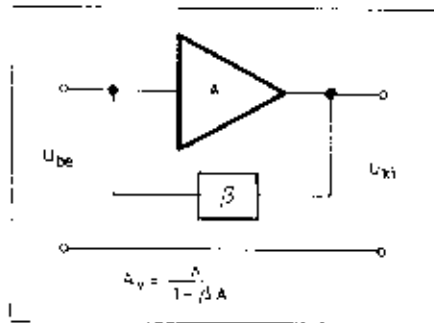
hez szükséges bemenő jelek fennállnak. Ha tehát a kimenő jelet a bemenő jel változásától függetlenül is fenn kívánjuk tartani, úgy a kimenőjel tárolásáról gondoskodnunk kell. Ezt a feladatot látják el a tároló áramkörök. Több elnevezésük is ismert. Működésük jel-



3.32. ábra

lege szerint bistabil multivibrátornak nevezik őket. A bistabil jelző arra mutat hogy mindkét állapotuk stabilis, azaz csak szándékosan változtatható meg. A multivibrátor elnevezés pedig a sokszoros változtatás lehetőségére utal. Magyar nyelvű elnevezésük is működésükre jellemző, mivel egy-egy állapotukat mintegy átbillentéssel valósítják meg, ezért billenőköröknek nevezik. Átbillentésen az eredeti kimeneti állapot megváltoztatását értjük. A nemzetközi szakirodalomban az angol eredetű flip-flop elnevezés az uralkodó.

A billenőkör tehát olyan kétállapotú logikai elem, amely egy bit információ tárolására alkalmas. A bit a bináris (kettes) számrendszerhez tartozó elemi kétállapotú jel, amely a rendszer fizikai megvalósítása során igen-nem állapotot jelölhet. A billenőkör alapelve a két egymással keresztkapcsolású inverter (3.30. ábra). Ha az „A” inverter kimenetén logikai 0 szint jelenik meg, úgy az a keresztcsatolás miatt a „B” invertert lezárja, s ezért annak kimenetén a logikai 1 szintnek megfelelő feszültség lép fel. Ez az áramkör a merev visszacsatolás miatt kívülről nem befolyásolható, ezért ezt a kapcsolást még ki kell egészíteni.

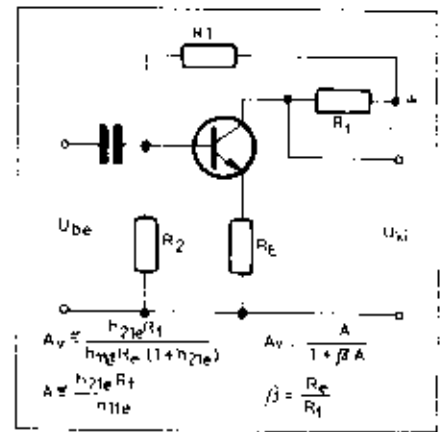


3.33. ábra

Ha a 3.30. ábra két inverterét két VAGY-kapuvál egészítjük ki, úgy ez a kétinverteres kapcsolás alaphelyzetét nem változtatja meg, de lehetővé teszi, hogy a VAGY-kapuk szabad bemenetére megfelelő logikai feszültség-szinteket kapcsolva az áramkört kívülről vezéreljük (3.31. ábra). Így az ún. R-S tárolóhoz jutunk. Ez a tároló kétbemenetű, a bejövő bemenet jele S (SET), a törölő bemenet jele R (RESET). Az S bemenetre adott logikai 1 feszültség a tároló kimenetét Q 1 ill. Q=0 állapotra vezérli. Az R bemenetre adott jel pedig éppen az ellenkező állapotot idézi elő, azaz a tároló kimenetén Q=0 ill. Q=1 jel lép fel.

3.20. A visszacsatolás

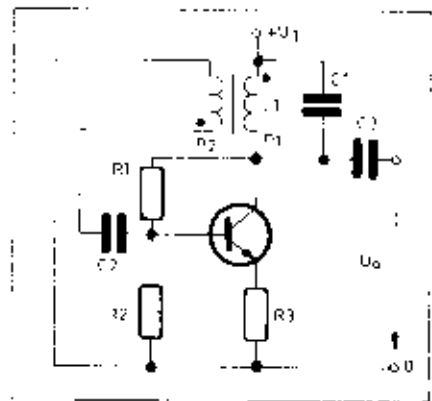
Visszacsatolás egy áramkörben akkor lép fel, ha szándékosan vagy egyéb más más ok miatt az erősítő kimeneti energiájának egy része a bemenetre visszajut. A visszajuttatott (jutott) jel lehet azonos fázisú és lehet



3.34. ábra

ellenkező fázisú a bemeneti jellel. Ezzelint beszélünk pozitív és negatív visszacsatolásról.

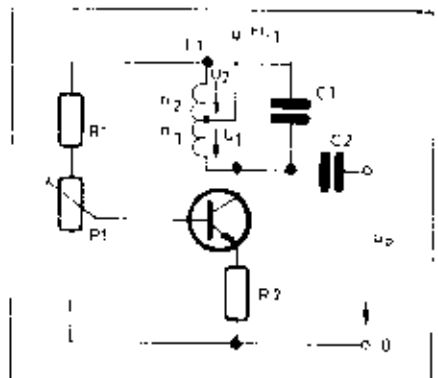
A 3.32a és 3.32b ábra egy erősítő be- és kimeneti jeleit ábrázolja fázist nem fordító erősítő és fázist fordító erősítő



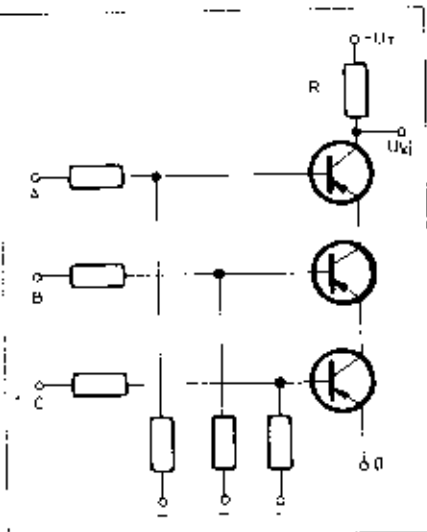
3.35. ábra

esetében. A 3.33. ábra a visszacsatolt erősítőt ábrázolja a visszacsatoló áramkörrel együtt. A visszacsatolt erősítő

$$A_v = \frac{A}{1 - \beta A}$$



3.36. ábra



3.26. ábra

koznak"), a kijelzés minden esetben tízes számrendszerben történik.

A kettes számrendszer két számjegyet használ, a 0-t és az 1-et. A nulla-hoz valamilyen jelzintet hozzárendelve, az 1-hez rendszerint mindig ennél nagyobb jelzintet tartozik pl. „0” = 0,5 V; „1” = 5 V. A „nulla”-szint tehát alacsonyabb, mint az „egy”-szint. Szokás még a 0-szintet „L” betűvel, az 1-szintet „H” betűvel jelölni.

A digitális technikában elterjedten alkalmazzák a kétállapotú jelzésrendszert (0;1), ugyanis – bár ez egyszerűen nem látható be – a bináris (kétállapotú) jelrendszerrel nem csak számok, hanem logikai kapcsolatok is leírhatók. (A Boole-algebra segítségével lehet kapcsolatot teremteni a bináris jelrendszer és logikai viszonyok között.)

Logikai kapcsolat áll fenn a leggyyszerűbb állítás („Igen”) és annak tagadása („Nem”) között. Rendeljük hozzá az „igen” állításhoz az 1-et és a „nem” tagadáshoz a 0-t és máris logikai kapcsolatot jelenthet egy bináris számpáros. Logikai kapcsolatot fejez ki az ÉS, VAGY stb. A logikai áramkörök kétállapotú (digitális) jelrendszer segítségével a különböző logikai alapfunkciók leírására is alkalmasak.

A logikai áramkörök logikai elemekből állnak. A logikai elemek fizikai megvalósítói a logikai kapuk. A logikai „nem” kapcsolat realizálható pl. egy zárt tranzisztorral a nyitáshoz történő vezérlésével.

3.18. Kapuáramkörök

A logikai elemek az ismert elektronikus alkatrészekből állíthatók össze, elektroncsövekből, tranzisztorokból, diódákból és az áramkörök felépítéséhez szükséges ellenállásokból. Az elektroncsöveket azonban ma már a viszonylag nagy méretük, fogyasztásuk és néhány egyéb hátrányos tulajdonságuk miatt e célra nem alkalmazzák. A korszerű logikai elemek tranzisztorokból vagy (és) diódákból állnak. A legkorszerűbbeket már integrált áramköri technikával készítik. Ez utóbbiak lényegében – felépítésüktől függően – több tranzisztort, diódát és egyéb elektronikus elemet tartalmazó, egybeépített szerkezetnek tekinthetők, hasonlóan a lineáris IC-k-hez.

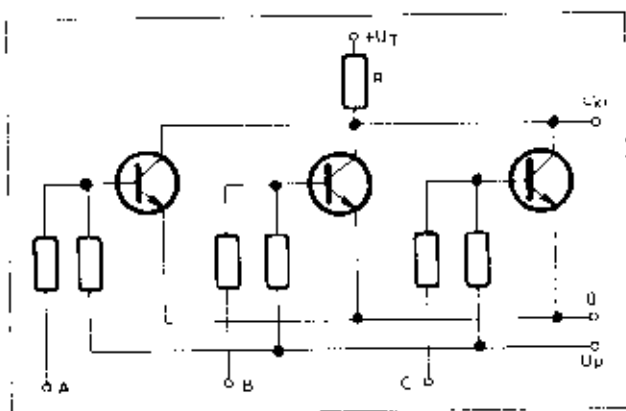
Attól függően, hogy milyen alkotóelemeket tartalmaznak az egyes áramkörök, az elnevezésük annak megfelelő. Az angol nyelvű elnevezést használjuk, mert azt vette át a nemzetközi szakirodalom.

A DTL (dióda-transzistor-logic) rendszer áramkörei diódákból és tranzisztorokból vannak összerakva. Természetesen ezekben is alkalmaznak ellenállásokat, de nem az alapfunkció megvalósítására.

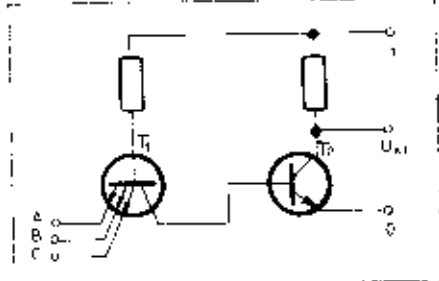
A TTL (transzistor-transzistor-logic) rendszerben a logikai műveleteket a tranzisztorok különböző módon történő kapcsolásával valósítják meg.

A DCTL (direct-coupled-transzistor-logic) rendszer közvetlen csatlakozású kapcsolás, mivel az esetben az egymás után következő logikai kapuk között előszűrő ellenállás nélkül kapcsolódnak egymáshoz.

Alábbivalban a TTL-kapukat foglalkoztatjuk össze röviden ezek terjedtek el olyan mértékben, hogy nehézség nélkül hozzáférhetők integrált kivételben. Az alapvető az egyszerűbb RTL-rendszer (ellenállás-transzistor-logika) áramköreit mutatjuk be. A 3.26. ábra a NEM – ÉS (NAND) kaput mutatja RTL-rendszerben, a 3.27. ábra pedig a NEM-VAGY (NOR) kaput mutat RTL-rendszerben.



3.27. ábra

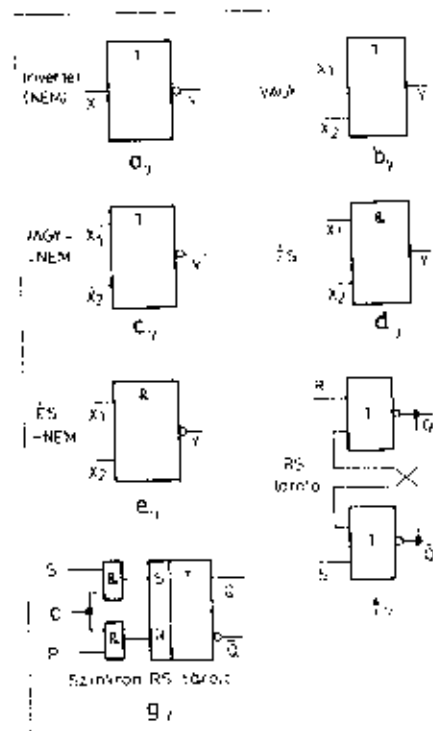


3.28. ábra

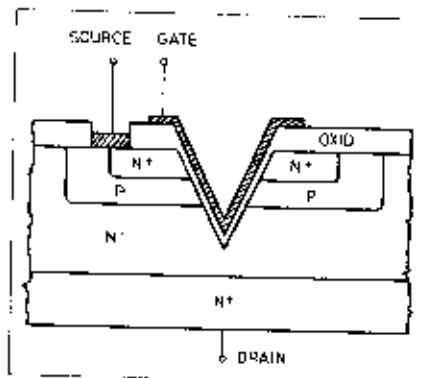
Az integrált áramkörös technikában a többemitteres (multiemitteres) kapcsolású TTL-kapukat használják, egy ilyen NAND-kaput látható 3.28. ábrán.

A tranzisztorok működési elvükből fakadóan az emitter-bázis ág, valamint a kollektor-bázis ág külön-külön diódaként is értelmezhető. Ebből a megfontolásból eredően mondhatjuk, hogy T_1 jelű multiemitteres (többemitteres) tranzisztor emitter-bázis ágában levő diódák ebben az áramkörben tulajdonképpen a kapudiódák. Izzenek meg, azaz a T_1 tranzisztor kollektor-bázis ága diódája nyitva van, ha az összes bemeneten logikai 1 feszültség van. Ez esetben T_1 tranzisztor emitter-bázis diódája is vezetékirányú előfeszítést kap, aminek hatására kinyit, s így a kimeneten logikai zérus feszültség jelenik meg. Ha bármelyik bemeneti emitterpontra alacsony szint kerül, a bázis-emitter dióda nyitása miatt T_1 bázisárama megszűnik és a kimeneti szint magas lesz.

A legfontosabb logikai kapuk és tárolók rajzjelei a 3.29. ábrán láthatók.



3.29. ábra



3.23. ábra

számos területén a logikai műveletek lebonyolításához igen sok kapcsoló és erősítő elemre van szükség. Az IC-k megjelenésével ugrásszerű fejlődésnek indult az elektronikai ipar, ennek eredményeként a gyártók kifejlesztették az IC-k különböző típuscsaládjait. Megindult a további miniatürizálási folyamat. Az igen magas fokon integrált áramköröket LSI IC-knek nevezik. Az integrált áramköröknek ma már olyan széles a felhasználási terület és olyan sok speciális célra gyártanak IC-ot, hogy a teljes felsorolásra való törekvés meddő lenne a rendelkezésre álló néhány oldalon.

Mégis meg kell azonban különböztetnünk az IC-k két nagy csoportját: a lineáris és a digitális IC-ot.

3.16. Lineáris IC-k (analog áramkörök)

A lineáris IC-k csoportján belül vannak a legkülönbözőbb célokra alkalmas áramkörök. Például: oszcillátorok, külső elemekkel hangolt erősítők, szélessávú erősítők, alacsonyfrekvenciás kiszűrő erősítők, műveleti erősítők stb. A műveleti erősítők a már megismert tranzisztoros alapkiosztásoknak integrált technológiával tör-

tendő előállításából származnak. Műveleti erősítőkkel elvileg minden analog erősítési és kapcsolási feladat megoldható, bár az első műveleti erősítőket az elektronikus analog számítógépekben használták matematikai műveletek végzésére: összeadásra, kivonásra, szorzásra, osztásra, differenciálásra és integrálásra.

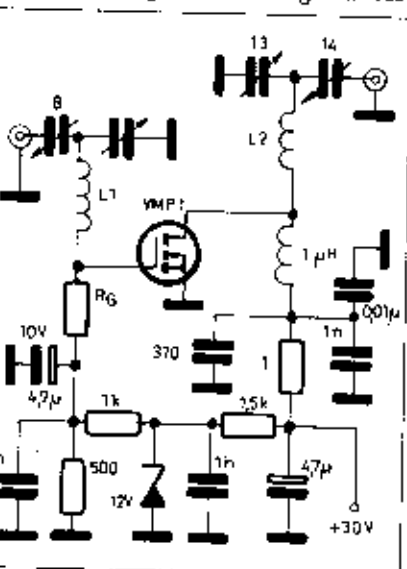
3.17. A műveleti erősítők alapkiosztásai

A 3.25a ábrán feszültségkövető kapcsolás látható amelyre jellemző, hogy: $U_{ki} = U_{be}$ és $R_{be} \approx -$; $R_{ki} \approx 0$ ha $A \approx -$;

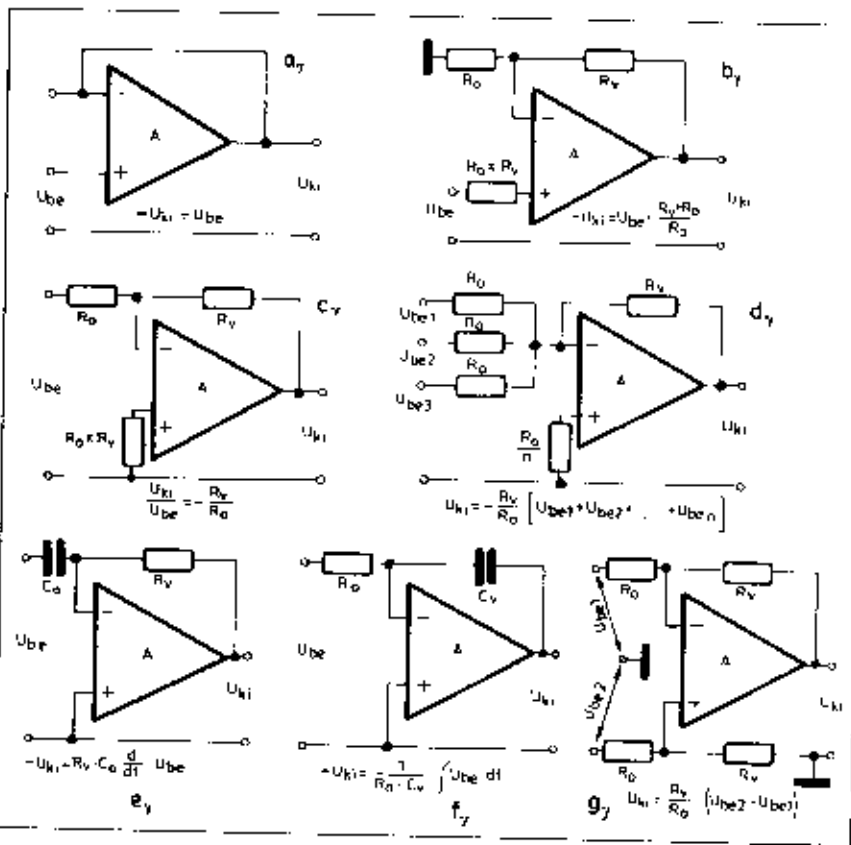
jellemző, hogy kimeneti feszültsége a bemeneti feszültségek különbségével arányos, a bemenet szimmetrikus. Az áramkör ebben a változatban szimmetrikus – aszimmetrikus illesztőként alkalmazható.

3.17. Digitális (logikai) áramkörök

A tudományos-műszaki forradalom: a termelési folyamatok automatizálása, az információáramlás irányítása, a robbanásveszélyt megnövekedett információk feldolgozása és számos egyéb gazdasági, műszaki törekvéshez szükségesszerűen megkövetelték és magukkal



3.24. ábra



3.25. ábra

„A” az alkalmazott műveleti erősítő nyúlthurkú erősítője.

A 3.25b ábrán fázist nem fordító erősítő alapkiosztása látható.

A 3.25c ábra a legelterjedtebb kapcsolást, a fázisfordító áramkört ábrázolja. A kapcsolására jellemző:

$$U_{ki} \approx - \frac{R_v}{R_o}; R_{ki} \approx 0; \text{ha } A \approx -$$

$$U_{eb} \approx -$$

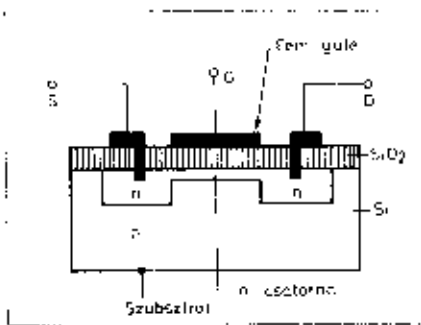
A 3.25d ábrán összeadó áramkört láthatunk. Az áramkör kimeneti feszültsége a bemenetre kapcsolt feszültségek összegével egyenlő. A 3.25e ábra áramköre differenciáló áramkört, az f ábrarészlet integráló áramkört ábrázol.

A 3.25g. ábra áramkörét differenciálerősítőnek nevezik. Az áramkörre

vonták a különböző szintű és kivétel gépesítés növelését. Különös jelentőséget kapott ezen belül az elektronika, mint az automatizálás gyakorlati megvalósításának egyik legfontosabb pillére, a mind rohamosabban terjedő szabályozó és vezérlőberendezések, valamint a számoló- és számítógépek alapja.

A számoló- és számítógépek alkotó elemei a kapcsoló áramkörök, kapu-áramkörök, logikai elemek, logikai integrált áramkörök.

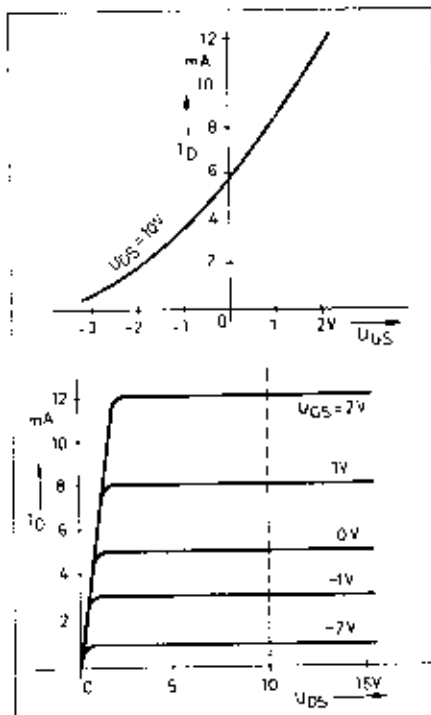
A „digitális” kifejezés a latin digit (nyj) szóból származik, mai jelentése: számjegyes. A digitális technikában a nyolcas (oktális) és a kettes (bináris) számrendszer terjedt el. A számológépek és számítógépek ebben a két számrendszerben dolgoznak („gondol-



3.19. ábra

feszültség ($-U_{GD} - U_{GS} - U_{SD}$). A feszültségcsúsz következtében fokozatosan csökken a csatorna mentén a záró-feszültség, és az S-oldali végén már csak $-U_{GS}$. A záróréteg ilyen módon a D-oldali végén hatol be a legmélyeb-ben a csatornába. A $-U_{GS}$ feszültség változtatásával vezérelhetővé válik az I_D csatornaáram. Minél nagyobbra növeljük $-U_{GS}$ értékét, vagyis minél negatívabb a gate feszültsége, annál jobban kiszűrésedik a záróréteg és annál kisebb az I_D csatornaáram. A tranzistor bemenete a záróirányban előfeszített p-n átmenet, ezért a bemeneti áram nagyon kicsi. Gyakorlatilag teljesítményfogyasztás nélküli a vezérlés, akárcsak az elektroncsövek-ben. A bemeneti egyenáramú ellenállás kb. 10^{10} ohm.

A 3.17. ábrán a PN-FET (JFET) karakterisztikáit láthatjuk, a 3.18. ábrán pedig egy FET-es nagyfrekvenciás erősítő elvi kapcsolási rajzát.



3.20. ábra

3.14. Szigetelt kapus térvezérlésű tranzisztor (IG-FET)

Ha a kapuelektroda (G) és a csatorna között nem p-n záróréteg, hanem vékony szigetelőréteg van, a bemeneti ellenállás 10^{12} ohmot is meghaladja (3.19. ábra).

Ha az alapanyag szilícium, ezt a szigetelőréteget oxidálással, vagyis SiO_2 előállításával lehet elkészíteni. Mivel a rétegek sorrendje fém-oxid-félvezető (angolul: metal-oxide-semiconductor), az ilyen tranzisztorok elnevezése MOS-FET.

A kapuelektroda rendkívül vékony szigetelőrétege nagyon érzékeny, úgy-hogy pl. a hőviszélből származó elektrosztatikus töltések is tönkretelhetik. Az IG-FET rárohas közbeni védelemre fémfóliával rövidrezáruk a kivezetéseket, ezt a fóliát csak akkor szabad eltávolítani, amikor már beszereltük a készülékbe a tranzisztor.

Az újabb típusoknál a gate és a source elektróda közti párhuzamosan egy Zener-tírhajtó képeznek ki, amely a jól meghatározott katódi feszültség-nél nagyobbban nem enged a gate-source közbe.

Egy megoldás szerint diffúzióval kialakítanak a forrás és a nyelő között egy keskeny és átmeneti, n-vezetőségű csatornát a p-szenyezésű félvezető tömbben. Ha a kapu negatív potenciálon van a tömbhöz képest a csatorna elektronjainak egy része átkeny-szerűen az alaptömbbe, létszólólag keskenyebbé válik a csatorna, csökken az I_D áram. Ilyen módon az U_{GS} feszültség-gel vezérelhetjük a draináramot.

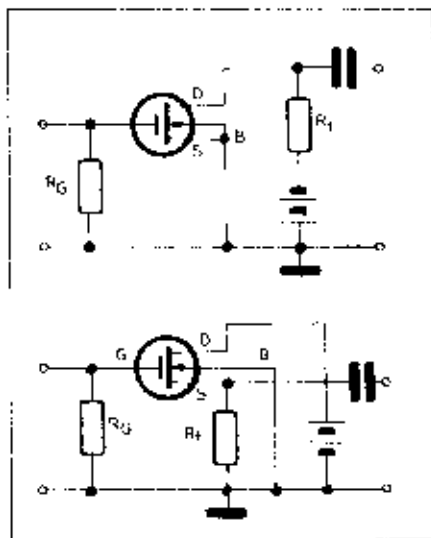
Az így kialakított tranzisztor elnevezése kiürítéses (depletion) MOS-FET. Jellemzői és alapkapcsolási a 3.20. és a 3.21. ábrán láthatók. Tulajdonságaik tekintetében ezek az lapkapcsolások a záróréteges térvezérlésű tranzisztorok alapkapcsolásainak felelnek meg.

A MOS-FET két kapuelektrodával is előállítható. Az így kialakított kétkapus MOS-FET (vagy más néven MOS-FET-tetróda) szabályozott erősítőkkben és multiplikatív keverőkben nagyon jól felhasználható. A 3.22. ábrán egy keverőkapcsolás elvi rajza látható, kétkapus IG-FET-el.

A FET-ek igéretes tulajdonságai az utóbbi években felgyorsították a velük kapcsolatos kutató munkát. A legújabb FET-struktúra neve V-FET (vertikális FET). Másik elnevezése MOSPOWER-FET. Erre a típusra olyan adatok jellemzők, mint a 4 msec-os kapcsolási idővel 10 A-nyi áramok kapcsolása. A V-FET struktúra metszeti rajza a 3.23. ábrán egy vele megvalósított 2 m-es erősítő elvi rajza a 3.21. ábrán látható ($P_{out} = 5W$; zajszint = 2,4 dB; intermodulációs termékek csillapítása: $k_{1,2} = -30$ dB).

3.16. Integrált áramkörök

Amikor egy áramkört felépítünk ellenállásokból, kondenzátorokból, tranzisztorokból, bármennyire is törek-



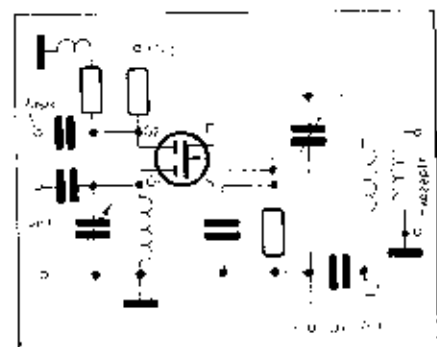
3.21. ábra

szünk a kapcsolást egyszerűen előrendezni, az elemeket vezetékkel össze kell kötni és valamilyen hordozóra kell az egész kapcsolást szerelni. A vezeték-vezetés, a szerelés, esetleg tokozás külön folyamat. Az áramkört (elkészítve után), ha akarjuk, szét tudjuk szelni eredeti alkotóra.

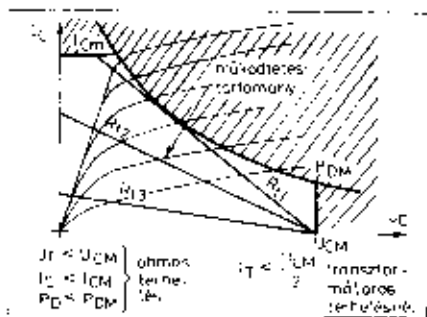
Az integrált áramkörökben az építőelemek elválaszthatatlanok a hordozó alaptól. Gyártása is részben eltér az előzőben leírt úgynevezett modul előállításától. Az integrált áramkörök (Integrated Circuits - IC, angolul) az akuti elemeket (tranzisztorokat), a passzív elemeket (kondenzátorok, ellenállások) és az összekötő vezetéseket szinte egyszerűen alakítják ki. Az alap kizárólag Si-lapka.

Integrált technikával egyelőreleg több ezer teljesen azonos tulajdonságú áramkört lehet előállítani. Ami emellett igen lényeges, néhány mm²-nyi területen. A kis méretnek miatt rövidiek az egységen belüli kötések, kevésbé érzékenyek a különböző zavarokra. A MOS-technológiával készült IC-k fogyasztása néhány μW . Az IC-k zárt tokban kerülnek forgalomba, a zárt tok nagy mechanikai szilárdságot ad az egész áramkörnek.

Az elektronikus vezérlésekben, számítógépekben és a digitális technika



3.22. ábra



3.11. ábra

csökken) $f_p = \frac{f_a}{\beta}$, ahol

f_a a földelt bázisú kapcsolás határfrekvenciája.

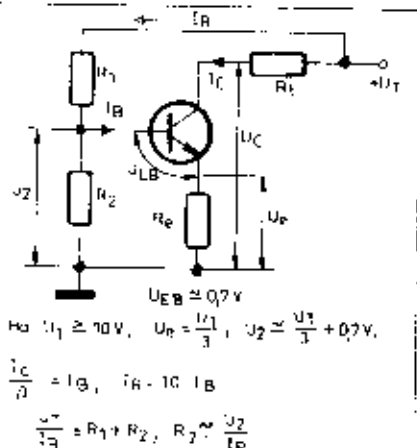
3.10. Földelt bázisú kapcsolás

A báziskapcsolásra (3.13b ábra) jellemző az alacsony bemeneti ellenállás (50–100 ohm) és a nagy kimeneti ellenállás (10 kohm–100 kohm). A feszültség erősítés $A_u \approx \frac{R_{ic}}{R_{ib}}$, ahol R_{ib} a tranzisztor földeltbázisú bemeneti ellenállása, közelítőleg $R_{ib} \approx \frac{R_{ic}}{\beta}$ és

$A_p = A_u$, a teljesítményerősítés közelítőleg megegyezik a feszültség erősítéssel. A báziskapcsolás egyik lényeges előnye tulajdonsága az emitterkapcsoláshoz képest, hogy a határfrekvenciája kb. β -szor nagyobb, mint az emitterkapcsolásé.

3.11. Földelt kollektoros kapcsolás (emitterkövető)

Ennél az erősítőnél a vezérlést a bázis és a félpont közé kapcsoljuk és a terhelés a emitterkörben van (3.13c. ábra). Jellemző a kapcsolásra a nagy bemeneti ellenállás ($R_{be} = h_{ie} + \frac{R_{ic}}{\beta}$) és alacsony kimeneti ellenállás.

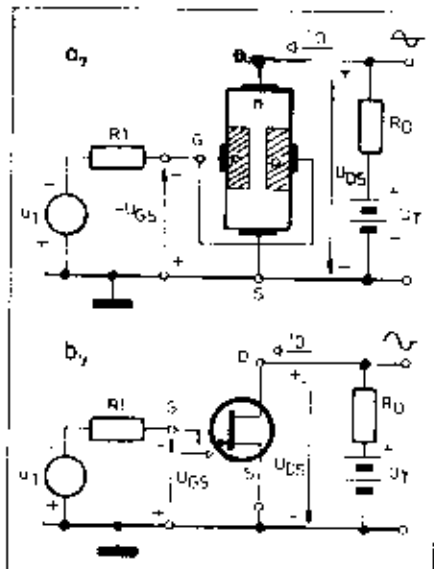


3.13. ábra

A földelt kollektoros kapcsolás áramerősítése $A_i \approx \beta$, feszültség erősítése, $A_u < 1$ és teljesítményerősítése, $A_p \approx A_i$. Ezt az erősítő típust impedancia-illesztésre, elválasztó fokozatként a kimenetekben, illetve nagy bemeneti ellenállás biztosítása érdekében bemeneti fokozatokban használják.

3.12. Térvezéreltű tranzisztor (FET)

A térvezéreltű tranzisztorok másképp működnek, mint a szorosabb értelemben vett tranzisztorok. Az utóbbiakban, amelyek p-n-p vagy n-p-n rétegtrendezésűek lehetnek, az elektronok és a lyukak egyaránt megtalálhatók a töltéshordozók között. Ezeket bipoláris tranzisztoroknak nevezik.



3.16. ábra

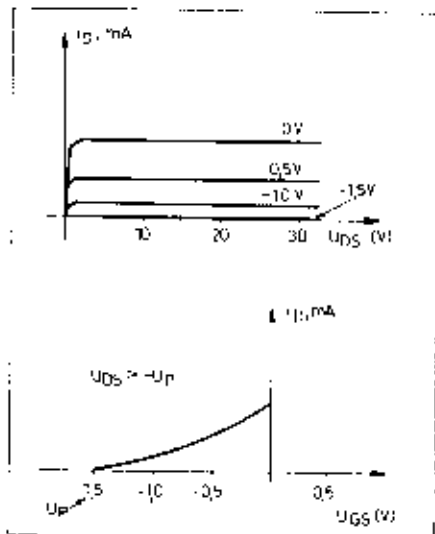
A térvezéreltű tranzisztorokban csak egy fajta töltéshordozóknak van szerepük, és ezért unipoláris tranzisztoroknak nevezik őket.

Felépítésük és működésük szerint a térvezéreltű tranzisztorok a következőképpen csoportosíthatók: záróréteges térvezéreltű tranzisztorok (PN-FET), szigetelőréteges (szigetelt kapus) térvezéreltű tranzisztorok (IG-FET).

A térvezéreltű tranzisztorokban az elektronos tér vezérli az egyetlen egyfajta töltéshordozókat. Ez az erősítő a záróréteges térvezéreltű tranzisztorokban a hatékony áramlási keresztmetszetet, a szigetelőrétegesekben pedig a vezetőképességet is befolyásolja.

3.13. Záróréteges térvezéreltű tranzisztor (PN-FET)

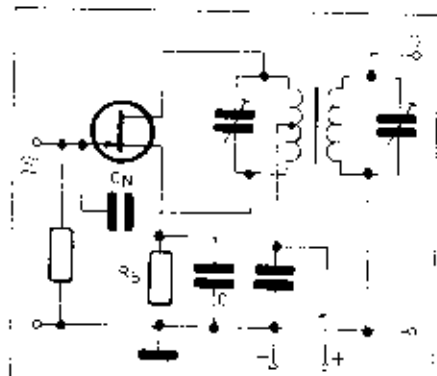
A 3.16a ábra egy egységesen n szennyezésű félvezető tömböt ábrázol a p-típusú réteggel. Ezt a félvezető



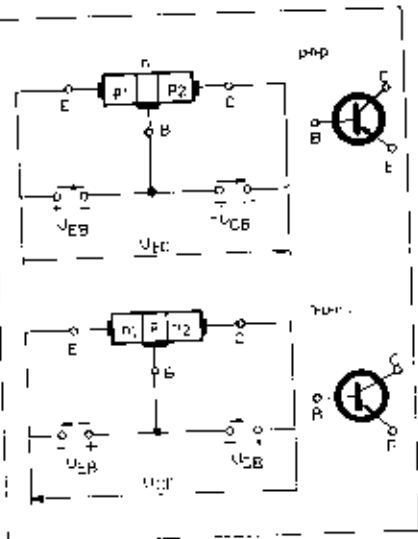
3.17. ábra

tömböt nevezik csatornának és ehhez csatlakoznak az elvezető elektródák, melyekkel a tömb két végén a hozzá vezetőket oldjuk meg. A két elektróda közül az egyik a forrás (source, S), a másik a nyelő drén, (drain, D). Az n-vezetésű csatorna felületén hosszirányban egy p-szennyezésű tartományt képeznek ki. A p-tartomány hengeresen veszi körül az n-csatornát, kivételét kapunk nevezik (gate, G). Ez az ún. n-csatornás térvezéreltű tranzisztor vázlata. Az ellentétes szennyezési móddal (p-csatorna, n-kap) p-csatornás térvezéreltű tranzisztor kapunk.

Üzem közben a kapu (G) és forrás (S) közötti p-n átmenet záróirányú vagy nulla előfeszültséget kap (3.16b ábra). Ezáltal kialakul a mozgékony töltéshordozóitól megfosztott záróréteg, amely annál mélyebben hatol be a csatornába, minél nagyobb a $-U_{GS}$ feszültség. Ez a határréteg tehát csökkenti a D elektróda felől a csatornán keresztül S felé átvitt áram útjának hasznos keresztmetszetét, így nő a csatorna ellenállása. A záróréteggel a csatorna D-oldalán végén a legnagyobb mert itt hozzáadódik a G és D közötti



3.18. ábra



3.9. ábra

tródnak tekinthetjük. Ennek megfelelően a kimeneti áramkör lehet akár a bázis-kollektor kör, vagy a kollektor-emitter kör. A kollektoráramot a tranzisztornál a bázisárammal lehet viszúlni, ezért lehet a tranzisztori erősítétre használni.

A tranzisztor áramaira felírhatók az alábbi egyszerű összefüggések:

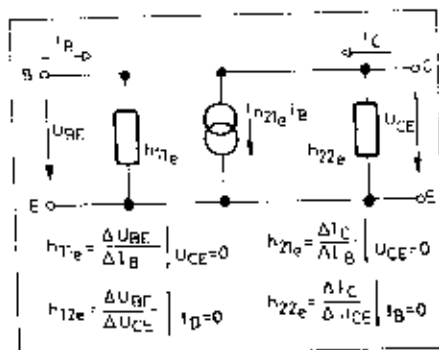
$$I_E \cong I_C; \quad I_C = \beta \cdot I_B \cong I_E; \quad I_C = \alpha < 1; \\ I_E = I_C + I_B; \quad \alpha = \frac{I_C}{I_E} = \frac{\beta}{1 + \beta}; \quad I_C + I_B = I_E$$

3.7. A tranzisztorok karakterisztikája és a h-paraméterek

A tranzisztorok viselkedését a karakterisztikák írják le. A leggyakrab-

ban használt földelt emitteres tranzisztor kapcsolás karakterisztikája a 3.10. ábrán tanulmányozható. Az első ténnyedben ábrázolják az $U_{CE} - I_C$ ($I_B = \text{állandó}$) görbcsereget, (kimeneti jelleggörbék), a második ténnyedben az $I_B - I_C$ (U_{CE} állandó) görbcsket és a harmadik ténnyedben az $I_B - U_{BE}$ bemeneti görbcsket. A jelleggörbcskből meghatározható a tranzisztor bemeneti, kimeneti ellenállása és az áramerősítés.

A tranzisztor lineáris kisjelű üzemmódban helyettesíthetjük az úgynevezett helyettesítő (ekvivalens) kapcsolásával; a 3.11. ábra a legelterjedtebb h-paraméteres helyettesítő képet ábrázolja. A helyettesítő kép egy adott munkapont környezetében kis kivonórés esetén leírja a tranzisztor viselkedését. A visszahatás paraméterét elhanyagoltuk a kapcsolási rajzon. A h-paraméteres helyettesítő kép a tranzisztor határfrekvenciájának egytized részéig használható, magasabb frekvencián a π -helyettesítő kép ad megfelelő eredményeket. (3.12. ábra).



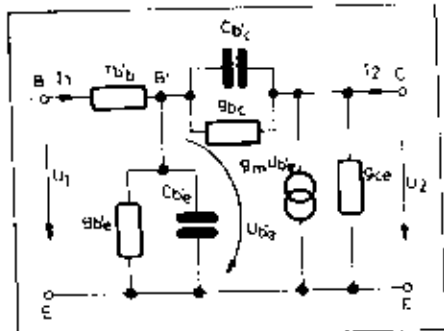
3.11. ábra

3.8. A tranzisztor, mint erősítő

A tranzisztor erősítőként földelt emitteres, földelt bázisú és földelt kollektoros kapcsolásban használhatjuk (3.13. ábra). A munkapont helyét mind három esetben a karakterisztikán tudjuk megválasztani. A tranzisztor működéséhez szükséges a munkaponti egyenfeszültségek biztosítása. A szélső maximális értékeket a katalógusok megadják (I_{max} , U_{CEmax} stb.), a 3.14. ábra szerint behúzzuk a munkapontot. A megfelelő I_C beállítására a legelterjedtebb kapcsolás az úgynevezett bázisosztós munkapontbeállító áramkör (3.15. ábra), amelyet az ábra szerinti emitterkörü ellenállással kiegészített változatában használnak. Ez a megoldás a hőstabilitás miatt kedvező.

3.9. Földelt emitteres kapcsolás

A földelt emitteres kapcsolás (3.13a ábra) feszültséggerősítő $A_v \cong h_{21e} \cdot \frac{R_1}{h_{11e}} \cong \beta \cdot \frac{R_1}{R_{1e}}$; (R_{1e} a bemeneti ellenállás földelt emitteres kapcsolásban).



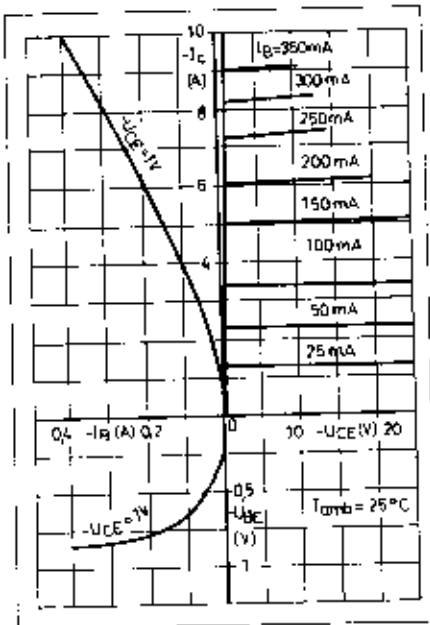
3.12. ábra

A földelt emitteres kapcsolásra jellemző, hogy $R_{1e} = h_{11e}$, ezért ha azonos típusú tranzisztorokat kapcsolunk egymás után erősítőként, földelt emitteres kapcsolásban az első és követő fokozatok terhelését R_{1e} szabja meg. Egy fokozat esetén a feszültség és áramerősítés is nagy (100 - 200) ezért a teljesítményerősítés is nagy ($10^4 - 10^6$)

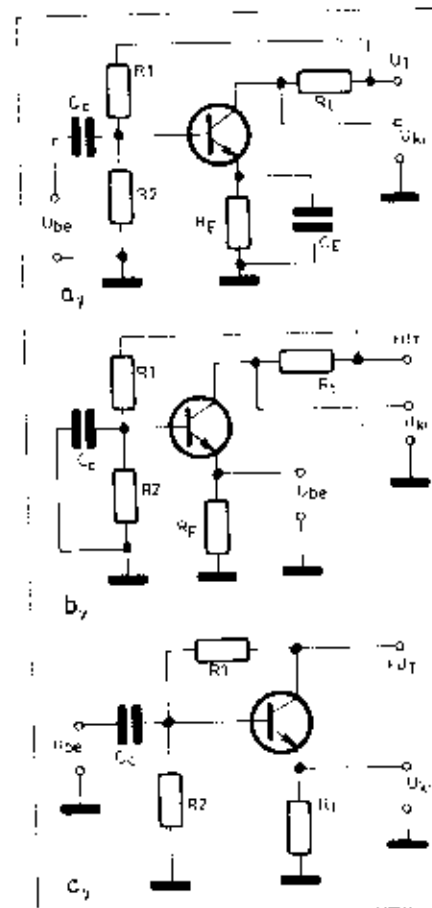
Példa: $\beta = 100$; $R_1 = 5 \text{ kohm}$; $R_{1e} = 1 \text{ kohm}$

$$A_v = 100 \cdot \frac{5 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^3} = 500 (54 \text{ dB})$$

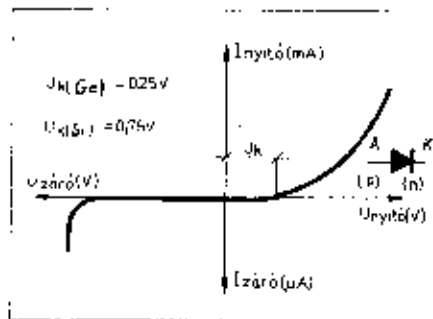
$A_p = A_v \cdot A_i = 500 \cdot \beta = 5 \cdot 10^4 = 47 \text{ dB}$
Az emitterkapcsolás határfrekvenciája (az a frekvencia, ahol az erősítés az 1 kHz-en mért értékhez képest 3 dB-lal



3.10. ábra



3.13. ábra



3.4. ábra

képviselt kapacitás jelentősen lecsökken. A rétegdiodák kapacitása több 10 pF nagyságú lehet, ezzel szemben a tiszta diódák kapacitása 1–2 pF.

A rétegdiodák zárófeszültsége elérheti az 1000 V-ot is, a nyitóirányú áram pedig több 100 A lehet. Egyenirányító kapcsolásokban tehát előnyösen használható. A rétegdiodákban a veszteség kicsi. Több amper erősségű áram esetében sem lépi túl az 1 V-ot a nyitóirányú feszültségcsúcs a diódán és az 1000 V-os zárófeszültség esetében sem nagyobb a záróirányú áram 100 nA–1 mA-nál.

A diódák felhasználása során a három fontos adat, amelyet a katalógusok megadnak: a nyitóirányú áram (I_F), a záróirányú feszültség (U_R) és a disszipációs teljesítmény (P_D).

A katalógus által megadott értékeket nem szabad túllépni, tehát $I_{max} = I_F$, $U < U_R$ és $P_D > (I_{err} \cdot U_F + I_R \cdot U_{err})$. A jelölések a következők:

I_{max} a diódán átfolyó áram értéke, I_F a katalógusban megadott maximális nyitóirányú áram;

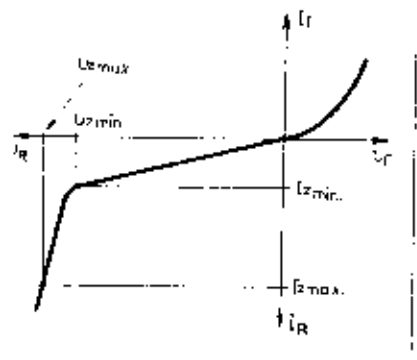
U a diódán fellépő maximális feszültség értéke (kapacitív terhelésű egyenirányító esetén figyelembe kell venni az egyenfeszültséget is);

U_R a katalógus által megadott maximális záróirányú feszültség;

P_D a katalógusban megadott disszipáció;

I_{err} a diódán átfolyó áram effektív értéke;

U_F a diódán eső feszültség I_{err} hatására;



3.5. ábra

U_{err} a diódán fellépő záróirányú feszültség effektív értéke;

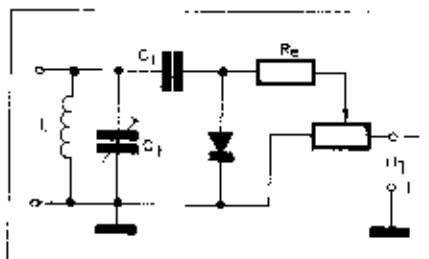
I_R a diódán átfolyó záróirányú áram U_{err} hatására.

A 3.4. ábrán a félvezető diódák jellemző karakterisztikáit ábrázoltuk. A leontinuitás-rendszer 3. térnegyedében a záro irányú karakterisztikát, az első térnegyedben a nyitóirányú karakterisztikát ábrázoltuk.

3.2. Zener-diódák

A záróirányban igénybe vett p-n átmenet Zener-felbőrési jelenségét szilícium alapanyagú félvezető esetében, fel lehet használni feszültségstabilizálásra. A szilíciumnál a feszültségfelbőrési (átütés) értéke szabályozható a szennyezés mértékével. A Zener-diódát tehát Zener-üzemben úgy használják, hogy záróirányban veszik igénybe.

A Zener-diódák esetében az üzemi feszültséget U_Z -vel jelölik és az áramot, amely még nem káros diódára, I_Z -vel jelölik. A 3.5. ábra egy Zener-dióda jelleggörbéjét mutatja.



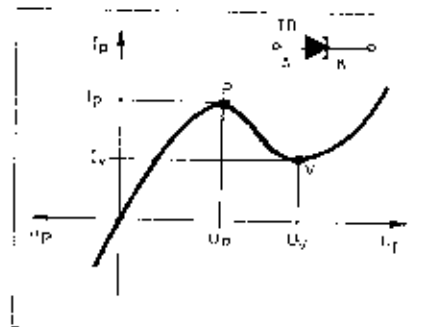
3.6. ábra

3.3. Kapacitásdiódák (varikap-diódák)

A 3.2. ábrán a határreteg két oldalán töltések helyezkednek el. Ez a töltés-réteg ill. a közte levő szigetelő kiürített réteg kondenzátorként fogható fel. A záróirányban előfeszített p-n átmenet kiürített rétegének vastagsága a rákapcsolt külső feszültségtől is függ. Ilyen módon a dióda záróirányú kapacitása a feszültséggel változtatható. A 3.6. ábra egy varikap-diódás hangolókört mutat. Az R_e ellenállás levalasztja a hangolt rendszerről az áramforrást. Abhoz, hogy a dióda kis veszteségű kondenzátorként viselkedjen, gondoskodni kell arról, hogy állandóan le legyen zárva. Tehát a rezgőkörön fellépő csúcsfeszültség laosztott értékének megfelelő nyugalmi feszültséget biztosítani kell. Ellenkező esetben a feszültség pozitív félhullámainak bizonyos időtartamában a dióda kinyit és nem a megfelelő hatást érijük el.

3.4. Alagútdiódák

Ha a germánium vagy szilícium alapanyagú rétegdiodákban erősen szennyezett a p és n-tartomány a dióda jelleggörbéje a 3.7. ábra szerintjre



3.7. ábra

módosul a közönséges diódaéhoz képest. A P–V karakterisztika szakaszának van különösen nagy jelentősége gyakorlati szempontból. Ez a szakasz negatív ellenállású elemot jellemoz. A negatív ellenállású szakasz rezgékeltésre használható több száz MHz frekvenciáig. A 3.8. ábrán egy alagútdiódás oszcillátor elvi kapcsolási rajza látható.

3.5. Gunn-diódák

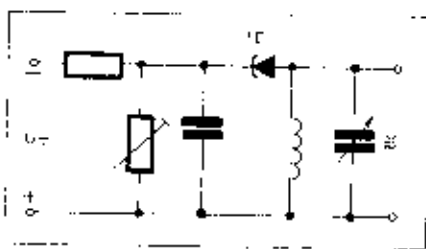
A Gunn-dióda egy kisméretű GaAs félvezető kristály amelynek két ellentétes oldalára van felvéve a két elektród. Nem tartalmaz p-n átmenetet. Mikrohullámú rezgés keltőként alkalmazható.

3.6. Tranzisztorok

A tranzisztor három rétegben szennyezett félvezető kristály. A középső és a két szélső réteg ellentétes szennyezésűek. A két szélső rétegben rendszerint csak a töltéshordozók száma eltérő. A középső réteg neve bázis, a két szélső: emitter és kollektor. A réteghez való csatlakozás ohmos jellegű, p-n átmenet csak a félvezető rétegek között van. A tranzisztor üzemeltetése a kollektor-bázis kivezetésekre kapcsolt záróirányú feszültséggel és a bázis-emitter kivezetésekre kapcsolt nyitó irányú feszültséggel lehetséges.

A rétegek szennyezése lehet p-n-p vagy n-p-n sorrendű. Ennek megfelelően megkülönböztetünk p-n-p típusú és n-p-n típusú tranzisztorokat (3.9. ábra). A tranzisztoroknak az emitter-bázis körét bemeneti áramkörnek nevezik.

A tranzisztoroknál is a három elektróda közül bármelyiket közös elek-



3.8. ábra

3. Félvezető eszközök

Bucás Péter okl. vill. mérnök

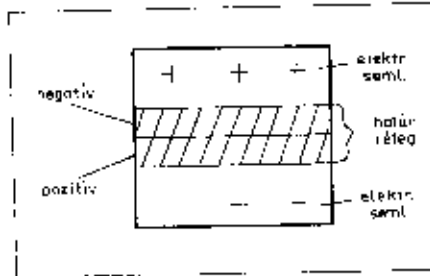
A félvezető elektronika legfontosabb két anyaga a kristályos germánium (Ge) és a kristályos szilícium (Si). Az első félvezető eszközök (diódák, tranzisztorok) még germániumból készültek. Az 1960-as évektől azonban a szilíciumból készült eszközök kezdtek elterjedni a szilícium kedvezőbb tulajdonságai miatt. Ezzel az időre érkeleltek meg a technológiai feltételek a szilíciumnak félvezető eszközzé való feldolgozásához.

A félvezetők vizlatos működésének a megértéséhez elevevítjük fel, mit tudunk a vezetőlkről és szigetelőkről.

A vezetőkben szobahőmérsékleten nagyszámú szabad elektron van (atomonként kb. egy), amelyek nincsenek kötődve a kristályokban, tehát külső erőttér hatására könnyen elmozdíthatók.

A szigetelőekben, amint azt a kondenzátor működésénél már megismer-tük, nincsenek szabad töltések, és ha az ilyen anyagra erős elektromos teret kapcsolunk, akkor a fellépő erők a molekuláris erőkkkel kötött elektronokat leszakítják, szinte kitépik a molekulákból, azok szabadabbá válnak és az erőttérrel ellentétes irányban elmozdulnak. Ez a jelenség a szigetelőknél az úgynevezett áttérés és ilyen esetben megsérül az anyag (mechanikailag átóg).

A félvezetők ezen két szélsőséges tulajdonságú anyagok között helyezkednek el. A félvezetőben egyrészt szobahőmérsékleten is sok szabad elektron található, továbbá a még kötött elektronok közül is nagyon sok (kis energiával az anyag belső sérülése nélkül) leválasztható a kötéseiből. Elegendő a közeli elektron hőmozgásából származó ütközési energia és létrejön az elektron kilépése, helyében pedig pozitív töltés marad, hiszen az elektromosan stabil molekulából eltávozott egy negatív töltésű részecske. A atomozódos molekula elektronja már könnyen átlép ebbe az úgynevezett lyukba. Ilyen módon a lyuk (pozitív töltés) most már a szomszédos kötésben jelenik meg és mintegy mozog a kristályban. Ezek a szabad töltéshordozók már némi vo-



3.2. ábra

zető tulajdonságot adnak a kristályoknak. Ezt a folyamatot termikus ionizációnak nevezik. Az olyan kristályt amelyben azonos a pozitív és negatív töltéshordozók száma, tisztán (intrin-szic) félvezető kristálynak.

A tulajdonképpeni félvezető eszközök készítéséhez olyan félvezető kristályt kellene létrehozni, amelyben a töltéshordozók vagy csak elektronok, vagy csak lyukak. Ilyen anyagokat a kristály szennyezésével állítanak elő. Előállíthatnak olyan félvezető kristályt, amelyben a töltéshordozók legnagyobb része elektron. Ezeket n-típusú félvezető anyagoknak nevezik. Előállíthatnak olyan félvezetőket, amelyekben a többségi töltéshordozók lyukak, ezeket a félvezetőket p-típusúknak nevezik.

3.1. A p-n átmenet

Ha a germánium vagy szilícium kristályból előállított p és n-típusú félvezetőt az n és p-típusú tartományok határára, egy felület mentén érintkeztetjük, a határfelület mentén kialakult érintkező felületet p-n átmenetnek nevezik. A határfelületek érintkezése nem mechanikus összeköttetés, hanem nagyon szoros, molekuláris érintkezést.

A p-n átmenetben az n-oldali elektronok átáramlanak a p-oldalra és a p-oldali lyukak átáramlanak az n-oldalra (3.1. ábra). Az ilyen módon átáramló töltéshordozók a megfelelő oldalán semlegesítődnek az ellenkező előjelű töltésekkel. A határrétegben, az érintkező felület közvetlen közelében, egy vékony rétegben meggyűlnek a töltéshordozók. A határréteg semlegessége megszűnik, túlsúlyba kerül a szennyezéssel beépített kötött töltések hatása. Ennek következtében a határréteg p-oldala negatív, n-oldala pedig pozitív töltésűvé válik (3.2. ábra).

Kapcsoljunk össze a rétegre záróréteg nélkül kontaktusok segítségével a 3.3. ábra szerint feszültséget, pozitívtól a p-oldalra és negatívot az n-oldalra.

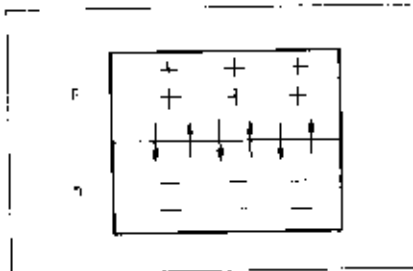
Ekkor a külső elektromos tér lerombolja a záróréteget fenntartó belső diffúziós feszültséget: lyukáramlás indul az n-tartományból a p-tartomány felé. A külső körben az árammérő műszer áramot mutat. Ha megfordítjuk a feszültség polaritását, akkor egyrészt a külső feszültség megnöveli a határréteget alkotó diffúziós feszültséget, másrészt a határréteg kiszélesedik. Ebben az esetben is folyik áram (ún. visszáram) a külső körben (ellenkező irányú mint az előző esetben), de az anyagtól, a hőmérséklettől stb. függően lényegesen kisebb. Az eltérés az áramerősségben 5-8 nagyságrend is lehet.

Azt az esetet, amikor a félvezető típusával megegyező polaritású feszültséget kapcsolunk a p-n átmenetre (3.3. ábra), nyitóirányú üzemmódnak nevezik. Amikor pedig a félvezető típusával ellentétes polaritású feszültséget kapcsolunk a p-n átmenet két oldalára; ez a záróirányú üzemmódnak nevezik. Az ilyen módon létrehozott eszköz a félvezető dióda.

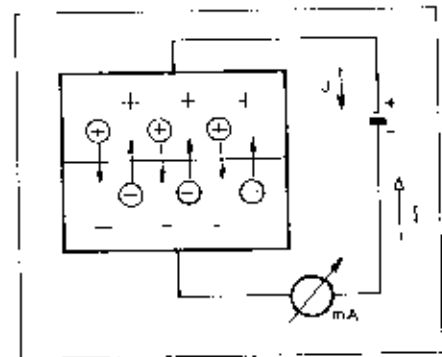
Ha a záróirányban a feszültséget növeljük, elérünk egy értékhez, ahol a visszáram ugrászerűen, rohamosan növekszik. Ennek oka, hogy a záróirányban a tölerősség előri az átmenet, ahol már a nem mozgó elektronok is kiszakadnak kötéseikből és egyszerre sok elektron lép be a határrétegbe, emiatt az áram lavinászerűen növekszik. Az elektronok nagymértékben felgyorralnak és az ütközések következtében újabb elektronokat lönek ki a kötéseikből az a jelenség is fokozza az áram nagymértékű növekedését.

A félvezető diódat hasonlóan a vakuum diódához egyenirányításra és demoduláció céljára használják. Ez utóbbiakat szokás jeleldiódnak nevezni.

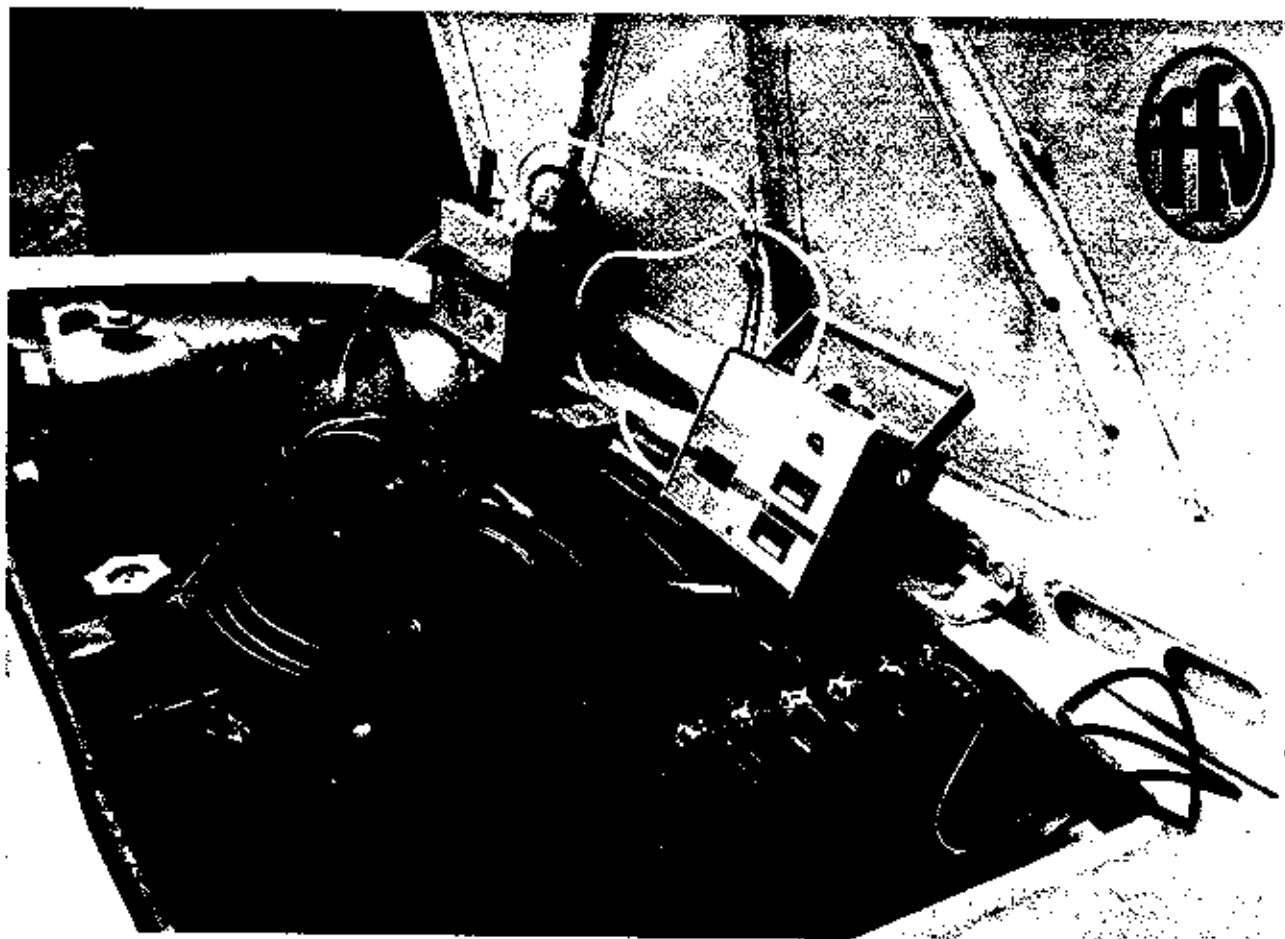
Az előbbiekben leírt ún. rétegdiodák mellett készítenek nagyfrekvenciás célokra tús diódnak is, amelyeknél a határréteg igen kicsiny felületre korlátozódik, ezáltal a határréteg által



3.1. ábra



3.3. ábra



Fővárosi Finommechanikai Vállalat

Elektromos üzemanyagfogyasztás-mérő

Érzékelő:
Kiertékelő:
Kézi számláló:
Utadó:

típ.: EÜF-e
típ.: EÜF-k
típ.: EÜF-sz
típ.: EÜF-a1; EÜF-a2

RENDELTETÉS, FELHASZNÁLÁS:

Az üzemanyagfogyasztás-mérő üzemi mérésekre és tudományos vizsgálatok végzésére egyaránt alkalmas.

A készülékkel a mérés történhet próbapadi vizsgálatoknál vagy közúton haladó gépjárművön.

A készülék rendkívül nagy pontossága már 100 m út megtételével lehetővé teszi, hogy segítségével kiértékelhető a befecskendező szivattyú által szállított üzemanyagdózis. A berendezés a jármű repülőstartos fogyasztási jelleggörbéjének meghatározására is alkalmas. Ezt a feladatkört az EÜF-k típusú kiértékelővel képes teljesíteni.

A berendezéssel nemcsak a helytelen karburátor vagy befecskendező szivattyúbeállítást lehet kimutatni, hanem lehetséges az

erőátviteli szervekkel kapcsolatos hibák, valamint az előgyújtási és előbefecskendezési hibák kimutatása is. A hordozható kivétel eredményeképpen a felhasználási terület tovább szélesedik.

Működési elv:

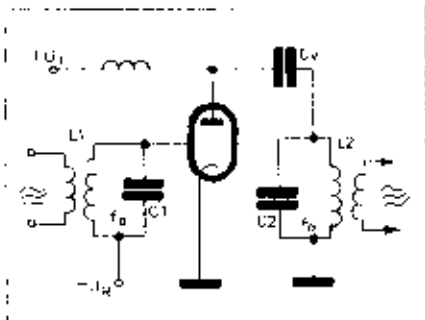
Az EÜF-e típusú elektromos üzemanyagfogyasztás-mérő a tüzelőanyag-ellátó rendszerben uralkodó folyadéknyomás hatására működő villamos vezérelésű átfolyásmérő szerkezet.

A műszer a gépjármű által elfogyasztott tüzelőanyag-mennyiséget 10 m³-es egységben méri.

Bizsgálta: Budapesti Műszaki Egyetem
Vasúti Járművek Tanszék

Gyártja és forgalomba hozza:

FŐVÁROSI FINOMMECHANIKAI VÁLLALAT
Budapest VII., Nagydiófa utca 14. Tel.: 421-760



2.32. ábra

2.17. A Miller-effektus

Az elektroncső anódja, rácsa és katódja egymáshoz képest kapacitással rendelkezik (2.33. ábra). A C_{ak} kapacitás párhuzamosan kapcsolódik a kimeneti ponttal, a C_{ka} kapacitás pedig a bemeneti ponttal kapcsolódik párhuzamosan, amikor a csövet erősítőként használjuk. A bemeneti kapacitás azonban nem azonos a C_{rk} -val, amint azt gondolnánk, hanem a $C_{be} = C_{rk} + C_{ka} \cdot (1 + A_u)$. C_{rk} és C_{ka} a 2.33. ábra szerinti értelmezendő. A_u az erősítő feszültség-erősítése. Ezt a hatást (a kapacitás növekedését) nevezik Miller-effektusnak a szakirodalomban. Szokás még a $C_{kr}(1 + A_u)$ C_k jelölést is alkalmazni (Miller-kapacitás). Tehát $C_{be} = C_{rk} + C_k$.

2.18. RC-esetelésű erősítők

Az erősítő fokozatok közötti esatelési módok közül a legelterjedtebb a kapacitív esatelés. A esatoló elemhez számíthat a következő fokozat rácslevezető ellenállását is, ezért szokás R-C esatoló-komplexumról beszélni (2.33. ábra). A esatoló-kondenzátor az

erősítő alsó határfrekvenciáját befolyásolja. Adott R_r és C_e esetében az alsó határfrekvencia meghatározható az $f_a = \frac{1}{2\pi \cdot C_e \cdot R_r}$ egyenletből amelyben f_a az alsó határfrekvencia Hz-ben, C_e a esatoló kondenzátor F-ban és R_r a következő fokozat rácslevezető ellenállás ohmban.

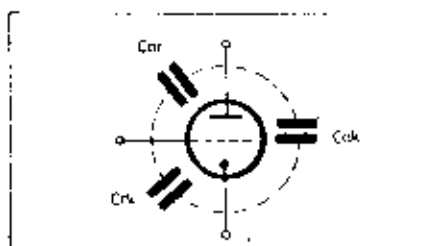
Például: $C_e = 10$ nF, $R_r = 1$ Mohm esatoló komplexummal megadott erősítő alsó határfrekvenciája:

$$f_a = \frac{1}{2\pi \cdot R_r \cdot C_e} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{-8}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-17}} = 15,9 \text{ Hz}$$

A esatoló-kondenzátor méretezésénél az üzemi feszültségére is figyelemmel kell lenni. Mindig olyan kondenzátort kell választani, amelyiknek az üzemi feszültsége nagyobb mint a cső nyugalmi anódfeszültségének és a fellépő váltófeszültség esúcsértékének az összege.

2.19. Hangolt erősítők

Ha az erősítő munkaellenállásaként párhuzamos rezgőkört alkalmazunk, az erősítés frekvenciafüggővé válik. A frekvenciafüggő viselkedése határozza meg (1.43. ábra). A hangolt erősítőt olyan esetben használjuk, amikor egy meghatározott frekvenciasívet kell erősíteni, mint például a HF-erősítőknél vagy nagyfrekvenciás erősítőknél. Az erősítést az általános $A = -S_d \cdot R_L = -S \cdot Z_L$ összefüggéssel határozhatjuk meg. (S! a dinamikus meredekség – főleg triódák esetében van jelentő-



2.33. ábra

sége a megkülönböztetésnek: $S_d = S \cdot \frac{R_k}{R_k + R_D}$ Z_L az erősítő terhelő impedancia.

A rezgőkört a cső belső ellenállása (R_k) és a következő fokozat rácslevezető ellenállása (R_R) terheli. Ha a két terhelő ellenállás eredője $R_e = \frac{R_k \cdot R_R}{R_k + R_R}$

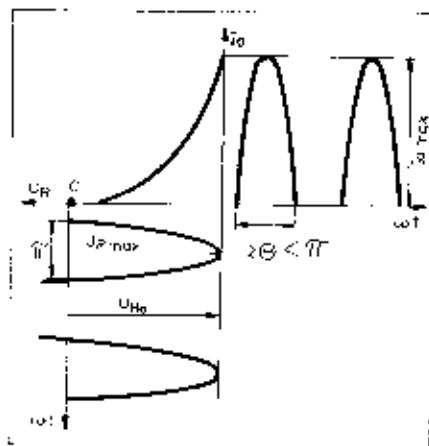
akkor a terhelő impedancia $Z_L = \frac{Z_0 \cdot R_e}{Z_0 + R_e}$, ahol Z_0 a terheletlen rezgőkör rezonancia-ellenállása.

Például határozzuk meg egy erősítő fokozat feszültség-erősítését ha $f_a = 7$ MHz, a jósági tényező $Q_s = 150$, $Z_0 = 200$ kohm, az erősítőcső meredeksége $S = 1,6$ mA/V, $R_k = 0,5$ Mohm, a következő fokozat rácslevezető ellenállása $R_R = 1$ Mohm.

$$R_e = \frac{1 \cdot 0,5}{1 + 0,5} = 0,333 \text{ kohm,}$$

$$Z_e = \frac{200 \cdot 0,333}{200 + 0,333} = 126 \text{ kohm,}$$

$$A_u = S \cdot Z_e = 1,6 \cdot 10^{-4} \cdot 126 \cdot 10^3 = 200$$

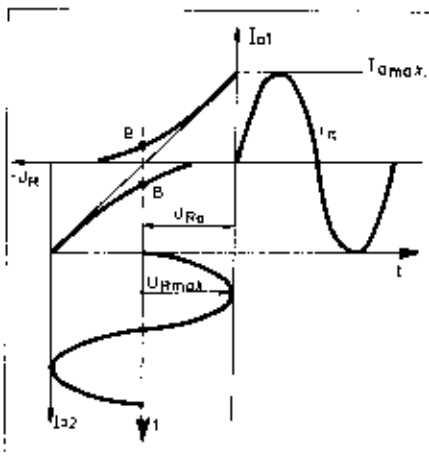


2.28. ábra

ott vezérlés közben riaszáram nem folyik, ahol 2-es áll, ott a vezérlés olyan, hogy ha kis időre is, de belenyúl a pozitív riaszó karakterisztikarészbe is. Alapvető különbség a kettő között, hogy a 2-es indexszel jelölt fokozatok számára a megelőző fokozatnak teljesítményt is kell szállítania.

Hangfrekvenciás erősítőként nyilván az A-osztályú beállítást választjuk, ahol a vezérlő feszültség periódusának alsó és felső felét torzítatlanul lehet átvinni. Egy AB, B vagy C-osztályú erősítő, amely egyetlen csővel rendelkezik, nem alkalmas hangfrekvenciás erősítésre, hiszen a jelnek csak a pozitív félperiódusát tudja erősíteni.

Kapcsoljunk azonban két B-osztályban dolgozó csövet ellenütemben (push-pull), amikor is a két cső karakterisztikáját a 2.29. ábrán látható módon egyetlen meghosszabbított karakterisztikává olvasztottuk össze, úgy a második cső éppen azokat a félperiódusokat fogja torzítatlanul erősíteni, amelyeket az első cső nem tudott. A torzítatlan működés egyik feltétele az, hogy a második cső vezérlése ellenütemben, éppen 180°-os fáziseltéréssel történjen. Ha a karakterisztikák közel



2.29. ábra

egyformák, nagy jelek esetén az átvitt jel torzítatlan. Raj csak a 0-pontok közelében lehet, ahol az eredő karakterisztikának van egy kis „bizonytalan” része. Kis feszültségek erősítésénél emiatt elég tekintélyes torzítás léphet fel.

Ezen segít az AB-osztályú erősítők push-pull kapcsolása (2.30. ábra), ahol a két karakterisztika kompenzálása már sokkal erőteljesebb és a két cső esetleg eltérő karakterisztikája sem okoz már olyan nagy torzítást a nulláttünetek környékén.

2.16. Az AB, B, C-osztályú erősítők alkalmazása

Kifejezetten hangfrekvenciás erősítésre az ellenütemű erősítők közül csak az AB és a B-osztályú beállításban működők alkalmasak. Az AB és B-osztályú ellenütemű erősítők hatásfoka 40%–66% érték között mozog

$$\left[\eta_a = \frac{P_{\text{szállt}}}{P_{\text{egyen}}} \right] \text{ Torzításmuk kedvezően}$$

alacsony ($k < 1$ 20%)

Nagyfrekvenciás erősítés céljára is felhasználható az AB és B-osztályú beállítású erősítő. Például a B-osztályú modulátor kiváló tulajdonságokkal rendelkezik. B-osztályú erősítőket elterjedten használnak lineáris erősítőként rádiófrekvenciás modulált jelek erősítésére.

A C-osztályú erősítő csak modulálatlan rádiófrekvenciás üzemben használható. Hatásfoka elérheti a 90%-ot is. Egy egyszerű számítás meggyőzhet bárkit, arról hogy nagyteljesítményű erősítő fokozatok esetében mennyire nem hanyagolható el a hatásfok értékek alakulása. Az anódfokozatot az anódfelálláson fellépő hasznos jelteljesítménynek és az anódkör által felvett összes teljesítménynek a hány-

$$\text{adosaként értelmezzük: } \eta_a = \frac{P_{\sim}}{P_{\sim} + P_{\sim}}$$

Az egyenáramú (felvett) teljesítmény két részből tevődik össze: egyik rész az anódfelállás melegítő disszipációs teljesítmény, a másik része a hasznos teljesítmény:

$$P_{\sim} = P_D - P_{\sim} \text{ tehát } \eta_a = \frac{P_{\sim}}{P_D - P_{\sim}} \text{ Egy}$$

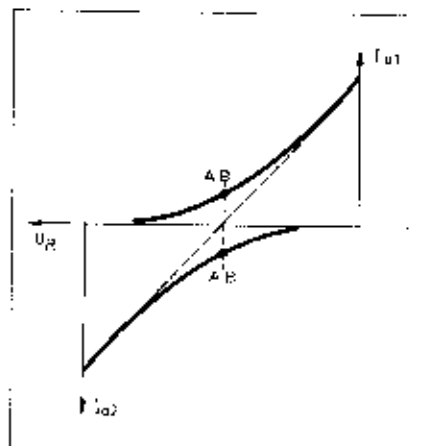
50 W-os adónak a végfok 80%-os hatásfokkal dolgozik. Mekkora a P_D és mekkora teljesítményt vesz fel a tápegységből a végfok?

Az $\eta_a = \frac{P_{\sim}}{P_D - P_{\sim}}$ egyenletből levezethető, hogy

$$P_D = P_{\sim} \cdot \frac{1 - \eta_a}{\eta_a} = 50 \text{ W} \cdot \frac{1 - 0,8}{0,8} = 33,3 \text{ W}$$

$$P_{\sim} = \frac{P_{\sim}}{\eta_a} = \frac{50}{0,8} = 62,5 \text{ W}$$

Ha ugyanaz a végfok 90%-os hatásfokkal működik.



2.30. ábra

$$P_D = 6,55 \text{ W}$$

$$P_{\sim} = 65,5 \text{ W}$$

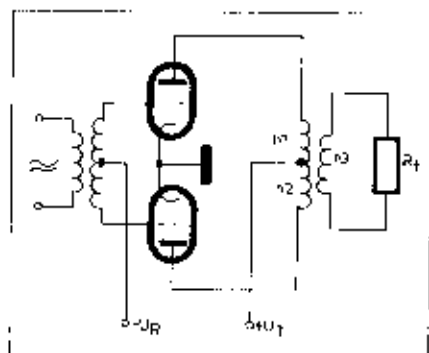
A különbség jól érzékelhető. Az adók tápegységét tulajdonképpen a végcsőhöz kell méretezni. Jelen esetben másfélszeres a teljesítményviszony a tápegység tekintetében. Figyelemre méltó azonban a disszipáció növekedése: határozos! Ez azt jelenti, hogy határoz nagyobb csövet kell használni és további kellenetlenségek is fellépnek: nagyobb áramok folynak, emiatt vastagabb huzalokat kell alkalmazni, jobban melegszik az egész adó, emiatt nagyobb dobozba kell tenni, a nagyobb tápegység is növeli a méreteket stb. Felátható, hogy teljesítmény-fokozatoknál az η_a alakulása nem közömbös. Ezért kedvelt a C-osztályú erősítő rádiófrekvenciás erősítők céljára.

A 2.31. ábrán egy hangfrekvenciás B-osztályú erősítő elvi rajzát, a 2.32. ábra egy rádiófrekvenciás erősítő elvi rajzát ábrázolja.

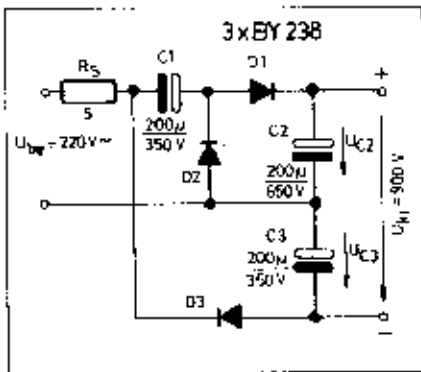
Az ellenütemű végcsőből kimenő transzformátorának az áttételt a

$$\frac{n_1 \cdot n_2}{n_3} = \sqrt{\frac{2W_{\text{opt}}}{R_1}}$$

kifejezésből határozhatjuk meg. Itt $n_1 = n_2$ (n_1, n_2, n_3, R_1 a 2.31. ábra szerint), W_{opt} egy csőnek az optimális illesztő ellenállása, R_{opt} értéke katalógusból megállapítható.



2.31. ábra



4.42. ábra. Módosított Delon-hidas feszültségháromszorozó, amelynél a Delon-híd egyik egyenirányítója egy feszültségkétvezető egyenirányítóból épül fel

formátor adatai 28 cm³ keresztmetszetű vasmagon a következők: primer menetszám 440, Ø 0,8 mm szekunder menetszám 800+40, Ø 0,6 mm és a fűtés 13 menet, 1,2 mm-es húzalból.

Az ismertetett tápegység alkalmas LS60, ill. RL12P35, vagy 2 db 0851 típusú csövekkel épített, földelt rácás végfokozat tápellátására. A kimeneti feszültség bűgőkomponensének értéke kb. 10 V, frekvenciája 100 Hz.

Különböző megoldású Delon-hidas feszültségösszegező

A 4.40. ábrán bemutatott kapcsolás a nagyfeszültségű transzformátor szekunder feszültségének csúcsértékét másfélszeresére növeli. Tegyük fel, hogy a középlegárazásos transzformátor szekunder tekercsének feszültsége 2 x 700 V. A Delon-híd D₁C₁ egyenirányító egysége 1400 V feszültséget kap, s így a C₁ pufferkondenzátor 2000 V-os csúcsfeszültségre töltődik fel (U_{ki1}).

A D₂-C₂ egyenirányító egység bemenetére csak a szekunder féltekeres feszültsége, tehát 700 V kerül. A C₂ pufferkondenzátor ennek a csúcsértékére, tehát 1000 V-ra töltődik fel. A kondenzátorok egyenfeszültségeinek polaritása olyan, hogy feszültségeik összegződnek. Eredőül a kimeneten 3000 V jelenik meg.

Az R₅ soros áramkorlátozó ellenállás mindkét egyenirányító áramkörében szerepel. Feladata a D₁ és D₂ diódák csúcsáramának korlátozása.

Graetz-hidas feszültségkétvezető kaskád

A 4.41. ábra áramköre kétutas egyenirányítást biztosító Graetz-hidas feszültségkétvezető ábrázol. Az ilyen feszültségkétvezetők, amelyek a bemeneti váltakozó feszültség mindkét félhullámát hasznosítják, jobban terhelhetők, mint az egyutas egyenirányítást végző sokszorozók, és bűgőfeszültségük is kisebb. Mint az ábrából látható, a kétutas egyenirányítást Graetz-hidas egyenirányítók végzik. A híd egyenirányítók egyenfeszültségű kimeneti soros kapcsolatban vannak, tehát egyenfeszültségeik összegződnek. Így jön létre a kétszeres csúcsfeszültségű kimeneti feszültség.

A két hidat egyenáramú szempontból a C leválasztó kondenzátorok függetlenítik egymástól. Ez feltétlenül szükséges a helyes működéshez. A feszültségkétvezetőt követő π-sűrű feladata a bűgőfeszültség csökkentése.

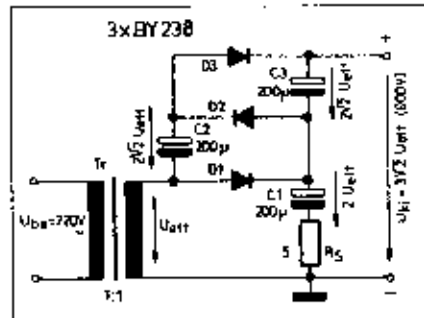
4.2.2. Feszültségháromszorozók

Módosított Delon-hidas feszültségháromszorozó

Mint a Delon-hidas feszültségkétvezetőnél leírtuk, a Delon-híd tulajdonképpen közös transzformátorral táplált, ellentétesen polarizált egyutas egyenirányítókból tevődik össze. A kimeneti feszültség a két egyenirányító egyenfeszültségének összegévé adódik. A 4.42. ábrán bemutatott kapcsolatban az egyik egyenirányító szerepét a C₁; D₁; D₂ és C₂ elemekből álló egyfokozatú feszültségkétvezető kaskád tölti be. Így a C₁ pufferkondenzátor kétszeres csúcsfeszültsége a soros kapcsolás következtében hozzáadódik a C₂ pufferkondenzátor egy-szeres csúcsfeszültségéhez. A kapcsolás kimenetén tehát háromszoros csúcsértékű egyenfeszültség jelenik meg üresjárásban:

$$U_{ki} = 3\sqrt{2} U_{bmi}$$

A kimeneti feszültség a terhelés növekedésének hatására csökken. Gyakorlatilag megvalósított kapcsolatnál általában 2,6...2,8-szoros kimeneti feszültség érhető el az I₁ terhelőáram értékétől függően. Az R₅ soros védőellenállás a kapacitások kezdeti töltőáramát korlátozza a diódák megengedett csúcsáram-értéke alá.



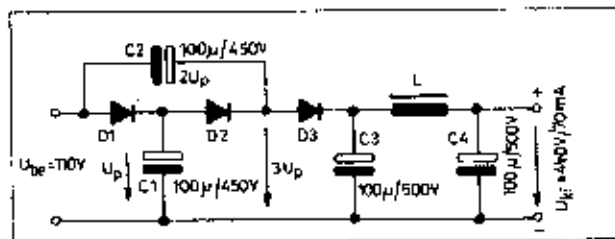
4.43. ábra. A Villard-feszültségháromszorozó kaskád áramköri kialakítása

Villard feszültségháromszorozó kaskád

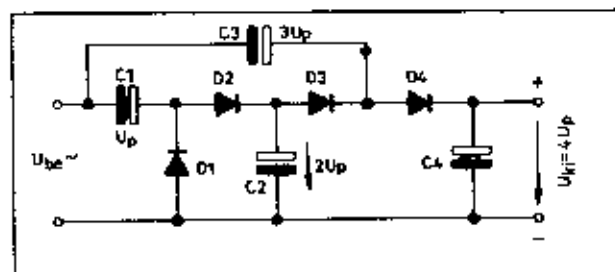
A 4.43. ábrán egy Villard feszültségháromszorozó kaskád kapcsolás látható. A tranzformátor szekunder feszültségének nyitóirányú félperiódusa a D₁ diódán keresztül csúcsfeszültségre tölti a C₁ átmeneti tároló kondenzátort. A félperiódusok váltakozása vezérli az átmeneti tárolókondenzátorok energiáinak áttöltését a következő kapacitásra a közöttük levő diódákon keresztül. A C₁ kapacitáson a transzformátor szekunder feszültségének csúcsértéke, az összes többi kondenzátoron pedig a csúcsfeszültség kétszerese jelenik meg. A C₁ és C₂ sorosan kapcsolt kondenzátorokon jelenik meg a háromszoros csúcsfeszültség. A kapcsolás nagy hátránya, hogy a kimeneten megjelenő eredő kapacitás a soros kapcsolás miatt kicsi, ezért csak kis mértékben terhelhető.

Párhuzamos feszültségháromszorozó

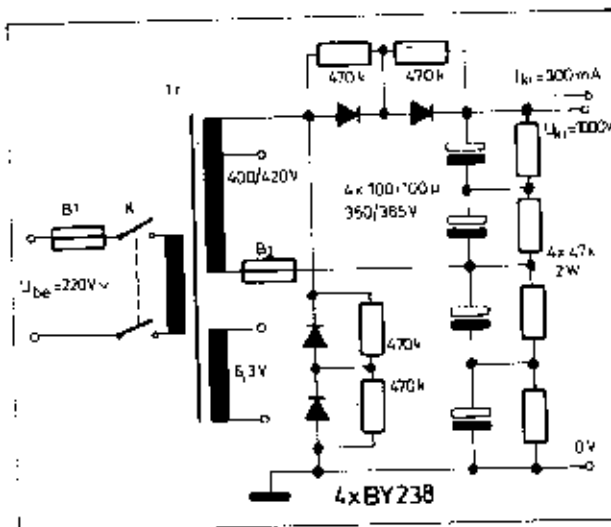
A 4.44. ábrán látható párhuzamos feszültségháromszorozónál a bemeneti váltakozó feszültség pozitív félperiódusai csúcsfeszültségre töltik a D₁ diódán keresztül a C₁ átmeneti tároló kondenzátort. A negatív félperiódusok a D₂ diódát záróirányba feszítik elő, és a C₁ kondenzátor feszültségével összegyűjtve a D₂ diódán át kétszeres csúcsfeszültségre töltik a C₂ átmeneti tárolókondenzátort. A következő pozitív félperiódus feszültsége összegződik a C₂ kondenzátor kétszeres csúcsfeszültségével és az eredő háromszoros csúcsfeszültség a D₃ diódán át feltölti a C₃ pufferkondenzátort. E kondenzátoron



4.44. ábra. Párhuzamos feszültségháromszorozó



4.45. ábra. Párhuzamos feszültséggyűjtő



4.39. ábra 1000 V kimeneti feszültségű Delon-hidas feszültségképző

ban kétfázisú csúsfeszültség veszi igénybe. A kapcsolás másik része a D_2 diódából és a C_2 pufferkondenzátorból álló soros diódás egytűzű csúsegyenirányító. Mivel ezen egyenirányító bemeneti feszültsége (a D_1 diódán megjelenő feszültség) olyan pulzáló pozitív egyenfeszültség, amelynek negatív komponense már nincs, az gyakorlatilag azt jelenti, hogy a D_2 dióda a pulzáló feszültség csúcsértékére tölti a C_2 pufferkondenzátort. Így a kimeneti kapcsolokon (a bűgőfeszültségtől eltekintve) kétfázisú egyenfeszültséget kapunk. A C_2 pufferkondenzátor értékének megfelelő megválasztásával, esetleg további RC vagy LC-szűréssel az U_b bűgőfeszültség a kívánt érték alá csökkenthető.

A kapcsolásban levő R_s soros ellenállás a bekapcsolások fellépő áramlökéseket korlátozza.

Az üresjárási kimeneti feszültség:

$$U_{ki} = 2\sqrt{2} U_{er}$$

A kimeneten csúcsról csúcsig márbehő bűgőfeszültség:

$$U_{bnp} \approx I_k / C_2$$

A D_1 és D_2 diódák maximális zárófeszültsége:

$$U_{max} = U_{ki}$$

A diódák közepes nyitóirányú árama:

$$I_D = I_k$$

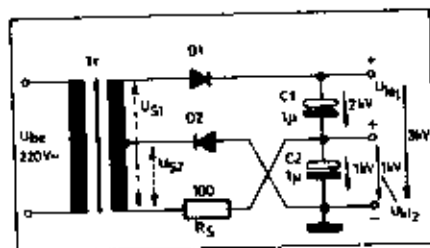
A C_1 kondenzátor feszültsége:

$$U_{C_1} = \sqrt{2} U_{er}$$

A C_1 és C_2 kondenzátorokat a gyakorlatban azonos értékűre választják. E kapcsolás előnye, hogy a transzformátor nélküli bemeneti és kimeneti pontok hídleg vége közös. Hátránya viszont, hogy a C_2 pufferkondenzátort a kétfázisú kimeneti feszültségre kell méretezni, ez pedig nagy feszültségek előállítására esetén már erősen megnöveli a költségeket.

Az egyfokozatú feszültségképző káoszad érdekes kapcsolási variációját látható a 4.37. ábrán. Egy oszcillációs köpés megfelelő fényerejének biztosításához a 4000 V-os gyorsítófeszültséget két részből állítják elő a 4.37. b

ábra szerint. A transzformátor két 800 V-os csúsfeszültséget biztosító szekunder tekercsből áll. Az egyfokozatú feszültségképző káoszad az 1600 V-os csúsfeszültségből 3200 V egyenfeszültséget állít elő. Ehhez a kétfázisú egyenfeszültséghez hozzáadják a középpontúlagazasos transz-



4.40. ábra. Különböző megoldású Delon-hidas feszültségképző

formátor feltakarásának U_{s1} váltakozó feszültségét. Így kapjuk meg a kívánt 4000 V-os kimeneti feszültséget. Az oszcillációs köpés fényerejében az 50 Hz-es 800 V-os bűgőfeszültség hatását ezennél már nem tudja követni, ezért a megvilágítást egyetlennek látjuk. A C_2 pufferkondenzátorral

párhuzamosan kapcsolt 6-6 Mómhos ellenállás a tápegység lekapcsolásakor a nagyfeszültségre feltöltött C_1 és C_2 kondenzátorok üzembiztos kiürítését végzi el.

Delon-hidas feszültségképző

Amennyiben a Graetz híd egyenirányító egyik felének diódáit kondenzátorokkal helyettesítjük, a 4.38. ábrán látható, Delon-kapcsolású feszültségképzőhöz jutunk. A Delon-híd lényegében közös transzformátorral táplált, ellentétben polarizált egytűzű egyenirányítókból tevődik össze. A két egyenirányító egyenfeszültségeinek összege lesz a Delon-hidas feszültségképző kimeneti feszültsége. A transzformátor szekunder feszültségének pozitív félperiódusában a D_1 dióda vezet és csúsfeszültségre tölti a C_1 pufferkondenzátort. A negatív félperiódusokban pedig a D_2 dióda a C_2 pufferkondenzátort töltődik fel, ugyancsak csúsfeszültségre. Üresjárában, amikor az I_k kimeneti terhelés nem mív, a Delon-híd kimeneti feszültsége a két pufferkondenzátoron levő feszültség összegével egyenlő ($U_{ki} = U_{C_1} + U_{C_2}$). Így a kimeneti feszültség kétfázisú olyan nagy, mint a meghajtó transzformátor szekunder váltakozó feszültségének csúcsértéke

$$(U_{ki} = 2\sqrt{2} U_{er})$$

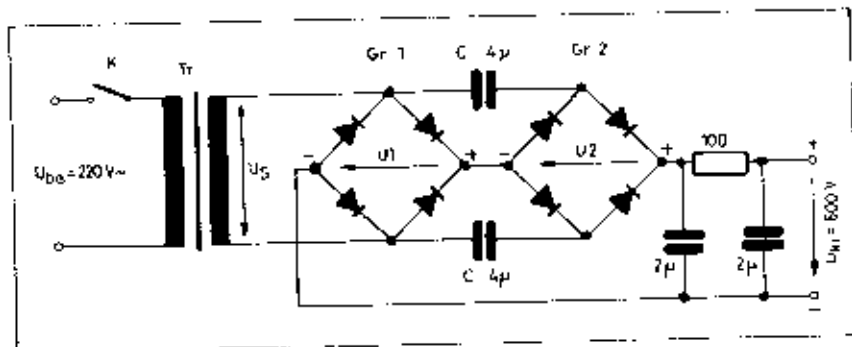
A Delon-hidas feszültségképző (a kondenzátorok feltöltésén alapuló többi feszültségcsorozókhoz hasonlóan) csak meghatározott terhelés határon között működik helyesen.

A Delon-hidat az egytűzű hálózati egyenirányítóra vonatkozó összefüggések alapján méretezik.

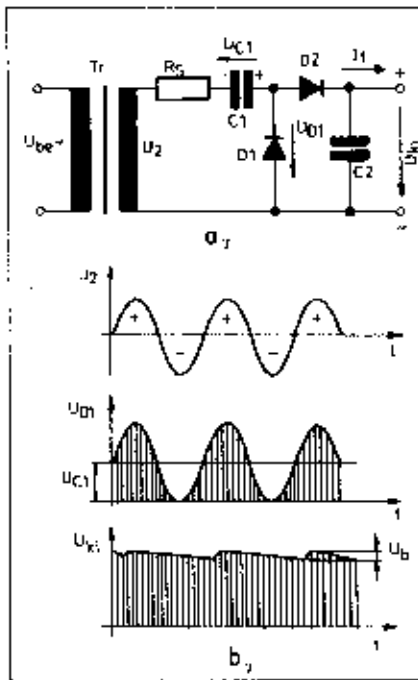
Fokozottabb szűrésű követelmények esetében a feszültségképző után további RC vagy LC-szűrő csatlakoztatható.

A kapcsolásban felcserélhető dióda szükséges a Graetz hídkapcsoláshoz viszonyítva. Az áramkör működéséből látható, hogy a bemeneti váltakozó feszültség periódusának mindkét felét kihasználjuk, ezért a felhasznált transzformátor vasa nincs egyenárammal telítődve.

A 4.39. ábrán egy 1000 V/300 mA terhelhetőségű Delon-hidas feszültségképző tápegység kapcsolási rajza látható. Az áramkörben levő tranz.



4.41. ábra. Graetz-hidas feszültségképző káoszad ($U_{er} = 220$ V)



4.36. ábra Egyszakaszú feszültségkétszerező kasszák: a) elvi kapcsolása; b) jelalakjai

a bűgőfeszültséggel szemben nagy ellenállást tanúsít ($X_L = \omega L = 2\pi fL$). Ohmos ellenállása viszonylag minimális és így a rajta átfolyó egyenáram csak kis feszültségesést okoz. A kondenzátor a kimenettel párhuzamosan helyezkedik el és $X_C = 1/\omega C = 1/2\pi fC$ kapacitív ellenállást képvisel. Más szóval a váltakozó feszültségű komponens rövidrezárja, levezeli a kérészték testpontjára.

Az RC-szűrőnél az R soros ellenálláson némeask a bűgőfeszültség esik, hanem – az ellenállás értékétől függően – jelentős lehet az egyenfeszültség-esék is. Nagy kimeneti teljesítményű tápegységeknél ezért LC-szűrőt alkalmaznak.

A szűrő jósági tényezője (β) a szűrő kimenetén levő U_{bc} és a szűrő bemenetén (a pufferkondenzátoron) levő U_{bc} bűgőfeszültség hányadosa:

$$\beta = \frac{U_{bc1}}{U_{bc}}$$

Több szűrőtag esetén azok jósági tényezője összeszorzható.

Induktív szűrő (LC-szűrő) esetén: $\beta \approx \omega L C_1$; míg RC-szűrőnél $\beta = \omega R C_1$. Látható, hogy LC-szűrőnél a szűrés nagysága a frekvencia négyzetével nő, míg RC-szűrőnél csak lineárisan.

Az alábbiakban a gyakorlati számítások olvészéséhez ismertetőnk néhány összefüggést, amelyekkel egy-egy adott esetre számítható a bűgőfeszültség értéke:

Egytás egyenirányítónál, 50 Hz frekvenciájú hálózat esetén:

$$U_{bc} = 4,5 \frac{I \text{ (mA)}}{C_1 \text{ (\mu F)}} \quad (\text{V})$$

LC-szűrő esetén:

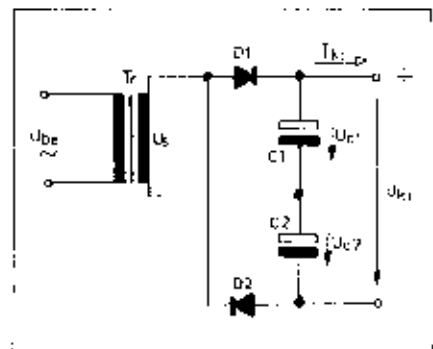
$$B = \frac{1000}{L \text{ (H)} C_1 \text{ (\mu F)}} \quad (\%)$$

$$U_{bc1} = \frac{U_{bc} B}{100} \quad (\text{V})$$

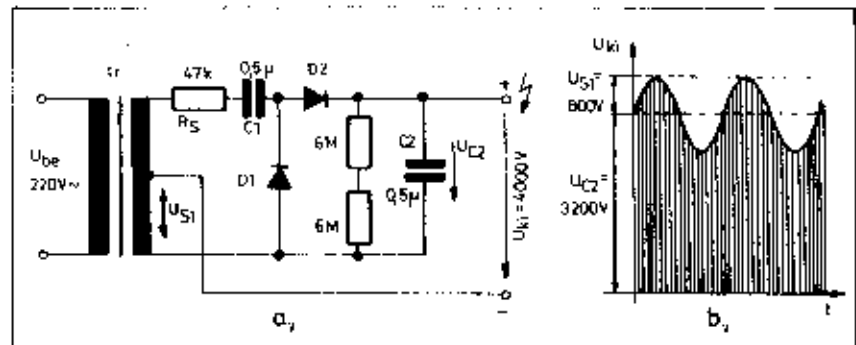
RC-szűrő esetén:

$$B = \frac{320}{R \text{ (k}\Omega\text{)} C_1 \text{ (\mu F)}} \quad (\%)$$

$$U_{bc1} = \frac{U_{bc} B}{100} \quad (\text{V})$$



4.38. ábra. Delon-hidas feszültségkétszerező



4.37. ábra. Stabilizálatlan nagyfeszültségű tápegység: a) elvi kapcsolása; b) kimeneti feszültsége

Kétutas egyenirányítónál, 50 Hz-es frekvenciájú hálózat esetén:

$$U_{bc1} = 1,5 \frac{I \text{ (mA)}}{C_1 \text{ (\mu F)}} \quad (\text{V})$$

LC-szűrő esetén:

$$B = \frac{250}{L \text{ (H)} C_1 \text{ (\mu F)}} \quad (\%)$$

$$U_{bc1} = \frac{U_{bc} B}{100} \quad (\text{V})$$

RC-szűrő esetén:

$$B = \frac{160}{R \text{ (k}\Omega\text{)} C_1 \text{ (\mu F)}} \quad (\%)$$

$$U_{bc1} = \frac{U_{bc} B}{100} \quad (\text{V})$$

4.2. Feszültségszorzók

A feszültségszorzók lényegében olyan egyenirányítók, melyek kimeneti egyenfeszültsége a bemeneti váltakozó feszültség sokszorososa. Leggyakrabban kétszerezőt, háromszerezőt és négyyszerezőt alkalmaznak.

4.2.1. Feszültségkétszerezők

Egyszakaszú feszültségkétszerező kasszák

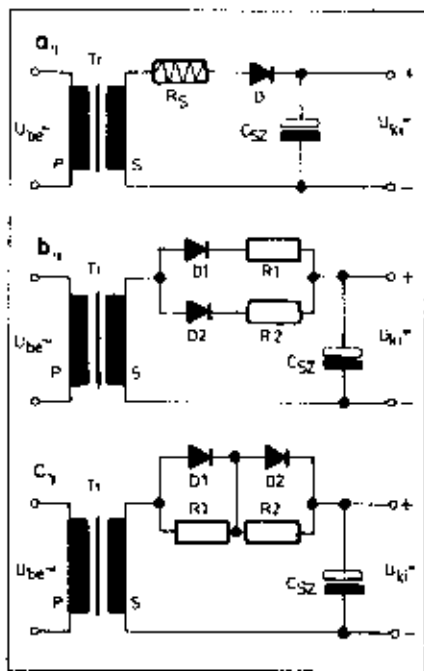
Ezt a kapcsolást Villari-Grinacher vagy Simon feszültségkétszerező kapcsolásnak is nevezik (4.36. ábra). Az áramkörben a transzformátor szekunder feszültségének negatív félperiódusai kb. csűsfeszültségre töltik a

C_1 kondenzátort. Így a D_1 dióda kapcsán megjelenő feszültség

$$U_{D1} = U_C + U_1 \sin \omega t$$

A dióda kapcsán tehát a feszültség az U_C egyenfeszültség által a pozitív feszültségtengelyen eltoltt U_1 csűsértékű sinusos feszültség lesz, mely a pozitív csűsoknál kétszerese a meghajtó váltakozó feszültség csűsértékének.

A kapcsolásnak transzformátorból, C_1 kondenzátorból és D_1 diódaiból álló részében lényegében az ismertett pufferkondenzátoros egytás egyenirányítónak azt a tulajdonságát használják fel feszültségkétszerezésre, hogy a csűsfeszültségre feltöltött pufferkondenzátor miatt a diódát záróirány-



4.33. ábra. Pufferkondenzátoros egyutas egyenirányító védelleszűrés: a) célcserékárcsillapítás; b) áramelosztás-egyenlítés; c) zárófeszültség-megosztás

ha a felmelegedett levegő a fűvezeték környezetéből el tud távozni. Ezért megfelelő szellőztetési módokról kell gondoskodni. A diódákat nem szabad melegeztető sugárzó alkatelemek közelébe helyezni. Igen fontos az is, hogy a hűtőlemez változatlan a hűtőlemez függőleges helyzetben legyen, mivel a hűtőlemez által felmelegített levegő felfelé könnyen el tud távozni.

Sorozatban kapcsolt pufferkondenzátorok egyenletes feszültségeloszlása

A 4.34. ábrán 400/800 V kimeneti feszültségű Graetz-híd egyenirányító tápegység látható. Tekintettel arra,

hogy a kapcsolásban 450/500 V-os elektrolit kondenzátort alkalmazunk, így megfelelő biztonsággal három darabot kell sorbakapcsolnunk. A hármasával sorbakapcsolt 60 µF-os szűrőkondenzátorok 16 µF eredő kapacitást adnak az egyes szűrőágakban. Azért, hogy a kondenzátorokra ne jusson a megengedettnél nagyobb feszültség, egy ellenállásosztóval meg kell osztani a rajtuk eső feszültséget. Így biztosítható a kondenzátorok homogén feszültségeloszlása. Az ellenállásosztó egyúttal biztosítja a tápegység kikapcsolásakor a kondenzátorok kisütését, mely életvédelmi okokból igen nagy jelentőségű.

A bemutatott tápegység egy adóberendezés végfokozatának anód-feszültségét állítja elő. A transzformátor szekunder körében levő K_1 kapcsoló segítségével 400 V-ra vagy 800 V-ra állítható be a kimeneti egyenfeszültség. A végfokozat lehangolásának időtartama alatt ólszerű ugyanis kisebb anód-feszültséggel táplálni a fokozatot, mert az esetleges félruhángólasok így nem léphet fel tördisszipáció, ami a végcsövet tönkretenné.

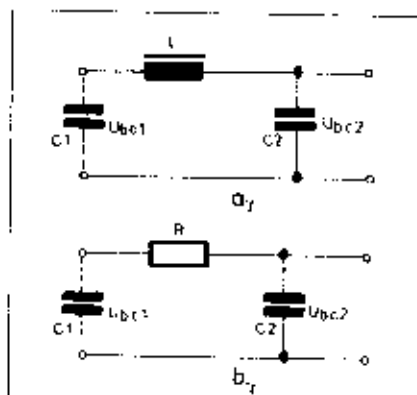
A Graetz-kapcsolásban a diódákkal párhuzamosan kapcsolt 1 nF-os kondenzátorok a védelem mellett a meredek kapcsolási impulzusok által keltett zajt is csökkentik.

Az I_1 fojtótekercs a bekapcsolási áramlökésekét korlátozza, amelyek a diódákra nézve veszélyesek lehetnek. A fojtótekercsrel párhuzamosan kapcsolt ellenállás a tekercs saját lengését csillapítja.

A fojtótekercsüket azért helyezték el a negatív ághoz, mert így a föld-potenciálom levő vasmag felé gyengébb szigetelés is megfelelő, illetve nem áll fenn a vasmag felé való átbúzás veszélye.

4.1.4. Szűrőáramkörök

Ismeretes, hogy az egyenirányító által szolgáltatott feszültség nem tiszta egyenfeszültség. Amennyiben ezzel a



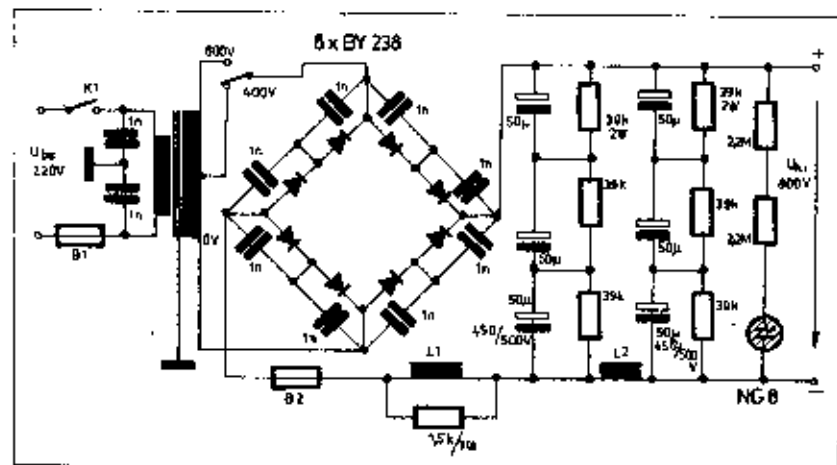
4.35. ábra. Passzív szűrők: a) LC-szűrő; b) RC-szűrő

szűretlen „egyenfeszültséggel” működ-tetnénk készülékünket, még mindig kellemetlen, hálózati bűgóra jellemző hangot hallanánk a fújhallgatóban, ill. a hangszóróban. A szűrő feladata, hogy a bűgófeszültséget minél kisebb értékre csökkentse.

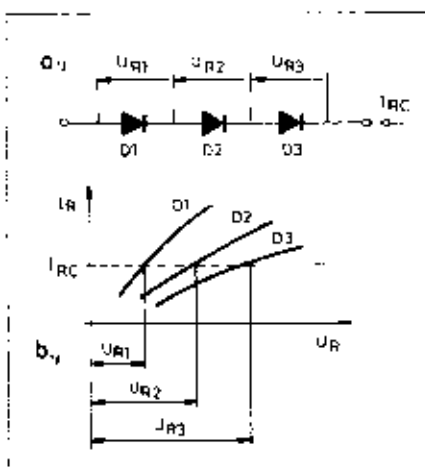
Az amatőr gyakorlatban RC és LC szűrőket, esetleg szűrőláncokat alkalmazunk. Szűrőláncot – két vagy több tagból álló szűrőt – akkor használunk, ha egytagú szűrővel nem csökkenthető le a bűgófeszültség a kívánt értékre. Abban az esetben is célszerű a többtagú szűrőlánc, ha az egytagú szűrő részére túl nagy elemértékek adódnának.

A valóság az, hogy az aránylag olcsó monolitikus integrált feszültségstabilizátorok megjelenésével a passzív szűrők jelentősége egyre csökken. Úgy tranzisztorokból, mint integrált stabilizátorokból álló tápegységeket nem csak akkor alkalmazunk, ha igen stabil feszültség a követelmény, hanem akkor is, ha szűrőket akarunk megtakarítani. Elvileg ugyanis mindegy, hogy egy feszültségstabilizátor a hálózati feszültség ingadozásait, vagy az egyenirányított feszültség hullámosságát kompenzálja. Elmondható, hogy az integrált feszültségstabilizátorral felépített tápegység adott esetben sokkal kisebb kivitelezési költséggel lehet, mint egy stabilizálatlan kivétel, különösen akkor, ha alacsony bűgófeszültség elő-rése a követelmény. Ez azért van így, mert a stabilizátoros kivitelnél sokkal kisebb kapacitásértékű pufferkondenzátor alkalmazható, – ugyanis ez esetben a szabályozó „nyúl el” az egyenletlenségeket és minimális bűgófeszültségű kimeneti egyenfeszültséget biztosít. Gyakran a szűrő hullámosságban jelentkező különbség nagyobb, mint az integrált szabályozó ára, tehát egy szabályozott tápegység nagyobb szá-rési követelmények esetén olcsóbb lehet, mint egy stabilizálatlan tápegység. Figyelembe veendő az is, hogy a megfelelő passzív elemekből álló szűrők a tápegység méretét nem kívánt mértékben megnövelhetik.

A passzív RC és LC szűrő lényegében egy feszültségosztó a bűgófeszültség számára (4.35. ábra). Az induktivitás



4.34. ábra. 400/800 V kimeneti feszültségű Graetz-híd egyenirányító nagyfeszültségű tápegység



4.30. ábra. Sorosan kapcsolt félvezető diódák záróirányú feszültségének eloszlása

hogy valamelyik diódára nagyobb záróirányú feszültség jut, mint amennyit az elbírt (l. 4.30. ábrát). Ennek következtében először a nagyobb feszültség alatt álló dióda üt át, majd utána a többiek is tönkremennek. A sorosan kapcsolt diódák egyenletes záróirányú feszültségeloszlása ohmos vagy kapacitív feszültségosztóval biztosítható (4.31. a és b ábra).

A félvezető diódákkal párhuzamosan kapcsolandó ellenállások értéke:

$$R \approx \frac{U_{Rmax}}{10 I_{Rmax}}$$

ahol U_{Rmax} a dióda zárófeszültségének maximális értéke, I_{Rmax} a dióda maximális viszaránusa a T_{amb} megengedett maximális környezeti hőmérsékleten és U_{Rmax} maximális zárófeszültségen.

Az azonos kapacitású 1...10 nF-os kondenzátorokból álló osztó előnyei a következők:

- a különböző záróirányú felületési idejű (t_{rr}) diódák esetében védi a leghamarabb lezáró diódát;
- a transzformátor szekunder tekercsén a ki- és bekapcsoláskor létrejövő feszültségülkéseket nem engedik kialakulni;
- a diódák impulzusszerű áramlökései korlátozó létrejövő nagyfrekvenciás zavarokat a kondenzátorok leszűtik, vagyis rövidrezárják.

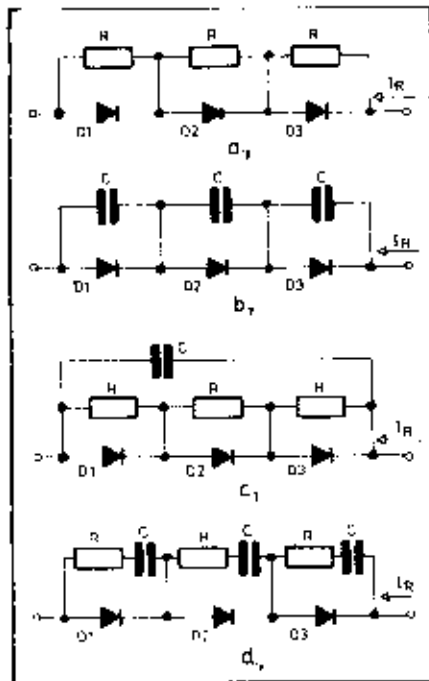
A sorosan kapcsolt egyforma típusú félvezető diódák záróirányú feszültségeloszlásában (még látványlag teljesen azonos záróirányú karakterisztikák mellett is) a vezetéshő a zárásba való átmenetkor jelentős eltérések léphetnek fel. Az egyforma típusú diódák lezárási ideje (záróirányú felületési ideje): t_{rr} eltérő értékeket mutat. A sorosan kapcsolt diódák közül ez esetben a leghamarabb lezáró diódára kerülhet a teljes záróirányú feszültség, mely tönkretelheti azt. Ez a veszély leghatásosabban párhuzamosan kapcsolt kapacitásokkal hárfítható el. E megoldás hátránya, hogy csak váltakozó áramúlag egyenlítő ki a különbségeket.

Az ohmos feszültségosztónál a fentiek értelmében célszerű védőkondenzátort is alkalmazni (4.31. c ábra).

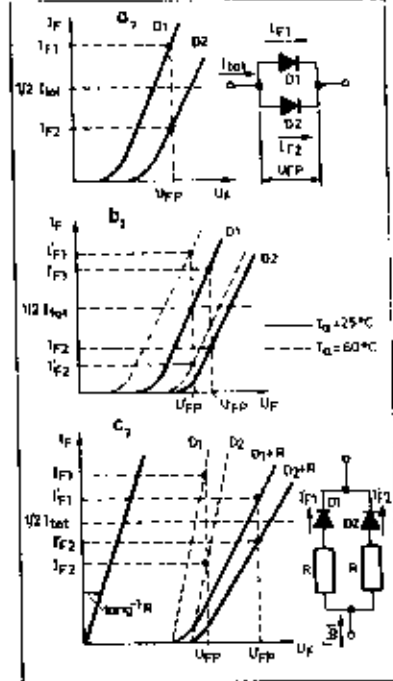
Nagyteljesítményű egyenirányítókban abból a célból, hogy a kapacitások a transzformátor szórási induktivitásával, vagy az áramkörben levő egyéb induktivitásokkal ne alkossanak károsodást okozó feszültségcsúcsok előidéző rezgőköröket, csillapító ellenállások alkalmazása is indokolt lehet (4.31. e ábra). A katalógusok az R és C értékeire vonatkozóan általában tartalmaznak szám szerinti értékeket.

Párhuzamosan kapcsolt félvezető diódák védőáramköréi

Előfordulhat, hogy az egy diódára megengedett áramértéknél nagyobb kimeneti áramra van szükségünk. Ilyenkor több diódát kell párhuzamosan kapcsolnunk. A két azonos típusú párhuzamosan kapcsolt diódát nem szabad a névleges áramerősség kétszeresével megterhelni, hanem csak 1,6-szorosával. Ugyanis a különböző áteresztő jelleggörbéjű diódák párhuzamos kapcsolásánál egyenlőtlen árameloszlás lép fel (l. a 4.32. a ábrát). A 4.32. b ábrán látható, hogy a T_a környezeti hőmérséklet emelkedésekor az



4.31. ábra. Sorosan kapcsolt diódák egyenletes záróirányú feszültségeloszlását biztosító áramköri megoldások: a) a sorba kapcsolt diódák záróirányú ellenállása köztölti különbségeket a velük párhuzamosan kapcsolt ellenállásokkal egyenlítő ki; b) a zárófeszültség megosztása kondenzátoros osztóval is lehetséges. Hátránya, hogy csak váltakozóáramúlag egyenlítő ki a különbségeket; c) kombinált védelem, mely a löttyfeszültségekkel szemben is nyújt némas védelmet; d) csillapító ellenállásokos kondenzátoros védelem



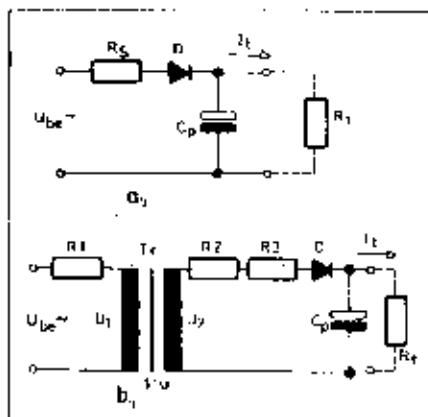
4.32. ábra. Párhuzamosan kapcsolt diódák és karakterisztikáik: a) különböző jelleggörbéjű diódák párhuzamos kapcsolásánál egyenlőtlen árameloszlás lép fel; b) az egyenlőtlen árameloszlás a hőmérséklet emelkedésével még egyenlőtlenebbé válik; c) soros ellenállások beiktatása az árameloszlás közel egyenlővé tételé céljából

árameloszlás még egyenlőtlenebbé válik. A fentiekből következik, hogy csak azonos típusú diódákat szabad párhuzamosan kapcsolni. Közel egyenlő árameloszlás kis (néhány vagy néhány tízed ohm) értékű soros ellenállások beiktatásával érhető el. Az R soros ellenállás megnöveli a diódák nyitóirányú ellenállását, így az esetleg szükséges közbe csúcsáram-korlátozó ellenállás alkalmazása szükségletlenné válnak.

Az ismertettét védőellenállásokat, ill. ezek rendszerét kell alkalmazni nemcsak az egyutas (l. 4.33. ábra), hanem a kétutas, a hídkapcsolású és más felépítésű egyenirányító áramkörök esetén is.

Diódák túlmelegedése elleni védelem

A félvezetődiódák használatánál a hőmérséklet sem elhanyagolható tényező. A katalógus adatlapokon előírt adatok csak bizonyos hőmérsékleten, illetve hőmérséklet határok között érvényesek. A félvezető dióda a rajta átfolyó áram következtében felmelegszik. A dióda túlmelegedésének elkerülése céljából feltétlenül gondoskodni kell a megfelelő hűtésről. Kis teljesítmények esetén természetes léghűtést alkalmazunk. A természetes léghűtés történhet „hűtőlemez nélküli” és „hűtőlemez” változatban. Mindkét esetben jó hűtést csak akkor érhetünk el,



4.26. ábra. Félvezető dióda túláramvédelme pufferkondenzátoros egyenirányító áramkörben

hoz. A dióda megvédhető a sorbakapcsolt R_s védellenállással, amely a bekapcsolási csúcsáramot a diódára megengedett érték alá korlátozza. Ezen ellenállás minimális értékét, illetőleg az alkalmazható C_p pufferkondenzátor maximális értékét a gyártók megadják (pl. 12 ohm, max. 100 μF).

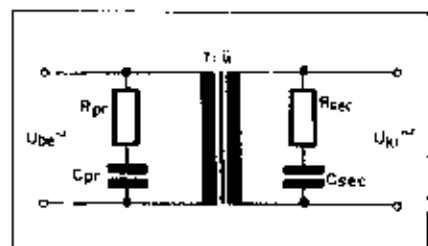
A soros védellenálláson a terhelőáram is átfolyik és feszültségessé hoz létre, amely csökkenti a kimeneti egyenfeszültséget. A védellenállás lényegében megegyel a kapcsolás belső ellenállását. Ahhoz, hogy ezt elkerüljük, R_s -soros védellenállásként NTK ellenállást használhatunk, melynek ellenállása a felmelegedés közben lecsökken, s így a pufferkondenzátor fokozatosan töltődik fel.

Transzformátoros egyenirányító áramkör alkalmazása esetén (4.26. b ábra) az R_s soros védellenállásba a transzformátor által behozott ellenállás is bekerül:

$$R_s = n^2 R_1 + R_2 + R_s$$

ahol R_1 a primer tekercs, R_2 a szekunder tekercs ohmos ellenállása, R_s a szükséges kiegészítő védellenállás, n pedig a transzformátor áttétele

$$(n = n_1/n_2)$$



4.27. ábra. Impulzusszerű túlfeszültségek elleni védekezés RC-taggal: a kapcsolás azt mutatja, hogy az impulzusszerű lökfeszültségek ellen úgy védekezhetünk, hogy a hálózati transzformátornak mind a primer, mind a szekunder tekercsét egy-egy soros RC taggal hidaljuk át

Túláramvédelem

Az egyenirányító kapcsolásokban a félvezető diódákat a megengedettnél nagyobb zárófeszültségtől, ill. tranzienst feszültséglökésektől védeni szükséges. A túlfeszültségek keletkezésének okai:

- a hálózat felől érkező (a hálózat más pontjairól származó vagy légtörő) túlfeszültségek;
- a kapcsolás inaktív elemein (főitétetekercsek, transzformátorok stb.) létrejövő túlfeszültségek.

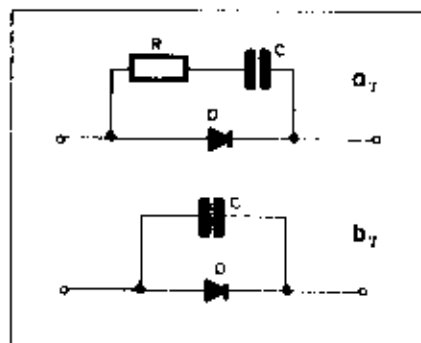
Pl. ha a transzformátor primer áram körét a primer áram csúcsértékének pillanatában szakítjuk meg, a szekunder oldalon létrejövő feszültségimpulzus az üzemi szekunder feszültség 7...10-szeres értéke is lehet. A hálózati transzformátorról táplált egyenirányítók esetében ezért a kikapcsoláskor fellépő tranzienstket is figyelembe kell venni. Az impulzusszerű lökfeszültségek ellen úgy vélekezhetünk, hogy a hálózati transzformátornak mind a primer, mind a szekunder tekercsét egy-egy soros RC-taggal áthidaljuk (4.27. ábra). Primer oldali védelmet azon esetekben használunk, amikor a szekunder kapcsolásfeszültség igen nagy, vagyis a szekunder oldali nagyfeszültségű kondenzátor beszerzése nehézséget okoz. Ha a szekunder káposon nincs külön RC-tag (vagy inaktív terhelési egyutas egyenirányító kapcsolásunknál), a diódákra közvetlenül párhuzamosan kapcsoljuk rá az RC, ill. C-védőtagot (4.28. ábra). Az egyes diódatípusokra vonatkozóan a javasolt R és C értékei a katalógusok számszerű adatai között találhatók meg. A 4.28. ábra szerint a kisteljesítményű egyenirányítóknál a diódával párhuzamosan kötött 2,2...10 nF-os kondenzátor a be- és kikapcsoláskor létrejövő impulzusszerű áramváltozásra rövidzárt jelent. (A kapacitás feszültsége nem tud hirtelen megváltozni és mire feltöltődne a tranzienst csúcsfeszültségére, addigra a tranzienst jelenség már rég lezajlik.)

A diódával párhuzamosan kapcsolt kapacitás csak a kis energiájú tranzienstokkal szemben nyújt védelmet. Nagyobb teljesítményű egyenirányító áramköröknel hatásosabb védelmet nyújtanak a lökésvédő szelén elemek, VDR-ellenállások és a hipoláris lökésvédő Zener-diódák. Az amatőr gyakorlatban alkalmazásukra általában nem kerül sor.

A sorosan kapcsolt félvezető diódák védelmének

Az egyenirányító kapcsolásokban, ha a dióda szükséges zárófeszültsége nem elegendő nagy, akkor több azonos diódatípust kell sorosan kapcsolni. A dióda U_{Rmax} maximális zárófeszültsége az egyenirányítandó váltakozó feszültség U_{eff} csúcsértékének és az egyenirányított feszültségnek az összege:

$$U_{Rmax} \approx 2U_{cs} = 2\sqrt{2} U_{eff}$$



4.28. ábra. RC-védelem (a) és kondenzátoros védelem (b)

ahol U_{eff} az egyenirányítandó feszültség effektív értéke. Ha figyelembe vesszük a hálózati feszültség ingadozását, amelynél max. 10%-os növekedést engednek meg, akkor

$$U_{Rmax} = 2,2\sqrt{2} U_{eff}$$

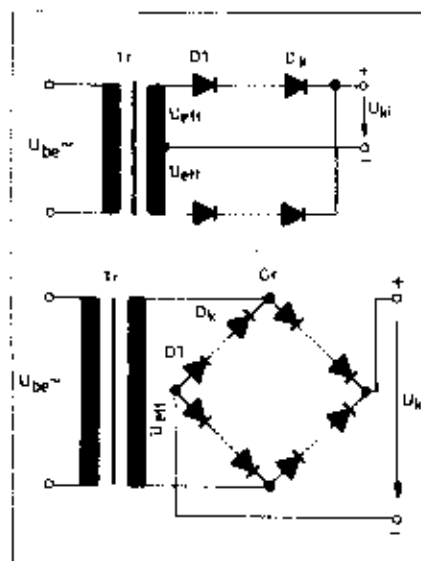
Középponttáplázásos kétutas kapcsolásnál (4.29. a ábra) az egy-egy ágban sorba kapcsolandó diódák darabszáma:

$$n_k = \frac{2,2\sqrt{2} U_{eff}}{U_{Rmax}}$$

Gratz-hídkapcsolás esetében (4.29. b ábra) az egyes hídágakban sorosan kapcsolandó diódák száma:

$$n_g = \frac{1,7\sqrt{2} U_{eff}}{U_{Rmax}}$$

A sorosan kapcsolt félvezető diódákon a zárófeszültség nem egyformán oszlik meg, mivel még az azonos típusú diódák záróirányú ellenállása is erősen eltérhet egymástól. Így előfordulhat,



4.29. ábra. Középponttáplázásos kétutas egyenirányító (a) és Gratz-híd egyenirányító (b) elvi kapcsolása

A P_f veszteségi teljesítmény és a termikus időállandók segítségével a gyártó meghatározza a maximálisan megengedhető nyitóirányú áramot a t_f bekapcsolási időtartam függvényében. A 4.24. ábrán BAY 44... 46 típusú diódák $I_f = f(t_f)$ jelleggörbéjét mutatjuk, ahol paraméter a terhelési arány.

Az egyenirányító típus megválasztásának főbb szempontjai

A legmegfelelőbb diódátípus kiválasztásához ismernünk kell az alkalmazási területre vonatkozó fontosabb követelményeket. Ennek mérlegelésénél némelyik szempont, így a hatásfok, a túlterhelhetőség, a zárlati viaszkedés, a megengedhető legmagasabb üzemi hőmérséklet, a hűtési lehetőségek, a külső behatásokkal szembeni érzékenység, üzembiztonság, helyszükséglet, összegyűjtés és nem utolsósorban a beszerzési költség esetleg egymagában döntő lehet.

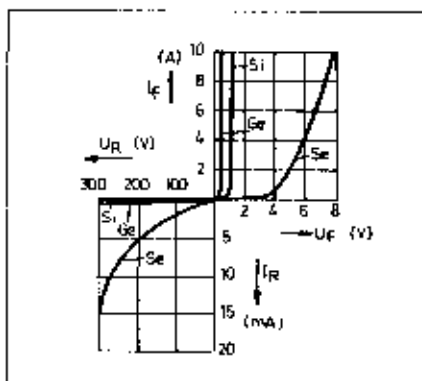
A 4.25. ábrán három különböző egyenirányító jelleggörbéjét ábrázoltuk összehasonlításként alkalmas módon úgy, hogy a zárlati képesség egyértelmű megítélésére érkezhessen mind a három jelleggörbét 220 V váltakozó feszültségre vonatkoztatva. Ekkora feszültségnél a 25 V-os lapokból összeállított szelén egyenirányító legalább 9 lapból áll. Ennek megfelelően a nyitóirányú feszültségcsúcs sokkal nagyobb, mint az egyedül álló germánium, illetve szilícium diódáé.

A jelleggörbék szemlélve látható, hogy a nagyobb zárófeszültség-érték-nél a szelén egyenirányító van a legkedvezőtlenebb és a szilícium egyenirányító van a legkedvezőbb helyzetben. Kisebbségi feszültségzinteken a helyzet az alacsonyabb zárófeszültséggel bíró egyenirányítók javára tolódik el. Különösen előnyös a germánium dióda az igen kicsi nyitóirányú feszültségcsúcs következtében. Elmondható, hogy a legtöbb kisfeszültségű egyenirányító áramkörnél (pl. akkumulátortöltő) a germánium diódák magasabb zárófeszültsége kihasználatlan marad. Ezen túlmenően a nagyobb záróirányú áram sem okoz különösebb gondot. Így a felhasználási területen – már csak gazdasági okból is – a szelén egyenirányító felhasználása célszerű.

A germánium és szilícium diódák jelleggörbéi a közöbbszfeszültség és a záróirányú áram nagyságában, a megengedhető záróirányú feszültségben és a megengedhető maximális üzemi hőmérsékletben térnek el egymástól. A germánium rétegdiódák letérési feszültsége és nyitóirányú feszültségcsúcsa kisebb, záróirányú áramuk pedig nagyobb mint a szilícium diódáé.

Már említettük, a germánium diódák felhasználása előnyös lehet alacsony feszültségű, nagy áramú egyenirányító kapcsolásokban, mert a kisebb nyitóirányú feszültségcsúcs miatt jobb az egyenirányítás hatásfoka.

A kis tömegű egykristályos germánium és szilícium egyenirányítók esetében, ahol a záróréteg felépítése nem rubezus, a hűtés lényegesen súlyosabb probléma, mint a szelénlenczes



4.25. ábra. Szilícium, germánium és szelén egyenirányítók összehasonlító jelleggörbéi 220 V váltakozó feszültség mellett

egyenirányítóknál. E tekintetben a szelén egyenirányító kisebb áramszűrősege következtében lényegesen előnyösebb helyzetben van.

A szelénlenczesekben – amelynek zárófeszültségét általában teljesen kihasználjuk – a záróirányú veszteség kb. 1/3-a a nyitóirányú veszteségnek. Az egykristályos egyenirányítóknak viszont a záróirányú áram okozta melegedés többnyire elhanyagolhatóan csekély.

A germánium diódák további előnye tulajdonsága a nagyobb zárlati túlterhelhetőség. Így az a gyakorlat alakult ki, hogy nagy áramerősségek és 70 V-ot meg nem haladó egyenfeszültségek mellett (amikor a jó hatásfok a fontos, vagy a szolgáltatott feszültségnek csak igen kis mértékben szabad a változó terhelések függvényében ingadoznie) előnyben részesítik a germánium diódákat. A germánium diódák aránylag alacsony üzemi hőmérsékletére való tekintettel a megfelelő hűtéssel gondoskodni kell.

A szelén egyenirányítók aránylag nagy pillanatnyi áramlökésekkel is túlterhelhetők. Ugyancsak kevésbé érzékeny a szelén egyenirányító a hirtelen túlfeszültség-lökésekkel szemben, ugyanis a nagy zárófelületek saját kapacitása utógondó szűrést biztosít. Mindezekből következik, hogy a szelén egyenirányítók védőkácsolás szempontjából a legigénytelenebbek. A szelénlapok soros vagy párhuzamos kapcsolása sem okoz semmiféle komplikációt, mert a lapok a formálási eljárás során – „egymáshoz illeszkednek.”

A szilícium egyenirányítók alkalmazásánál a helyigény 12,5%-a, a súly pedig 40%-a a megfelelő szelén egyenirányító-kezelésnek. A hatásfok 98...99,5%-a, a szelén egyenirányító 90...92%-os hatásfokával szemben. Ezen kívül kisebbek a záróirányú áramok, nem lépnek fel öregelési jelenségek és nem utolsósorban nagyobb környezeti hőmérséklet esetén is alkalmazhatók. Hátrányt jelent a szilícium egyenirányító kisebb túlterhelhetősége, amiért is kiegészítő védelmet kell alkalmazni, ahogy a diódák tönkremeneténél.

4.1.3. A hálózati egyenirányító kapcsolások járulékos áramkörei

A félvezető diódák meghibásodásának főbb okai

A határadoatok be nem tartása esetén a dióda olyan igénybevétel alá kerül, amely könnyen tönkretesetheti. A meghibásodást előidézheti a túl magas környezeti hőmérséklet, a túlfeszültség és a túláram.

Túl magas környezeti hőmérséklet könnyen létrejöhet zsúfolt konstrukciójú készülékekben. Különösképpen vonatkozik ez a nagyobb teljesítményű egyenirányító áramkörökre. Ma már vannak $T_f = 200^\circ\text{C}$ réteghőmérséklet felett működtethető típusok is.

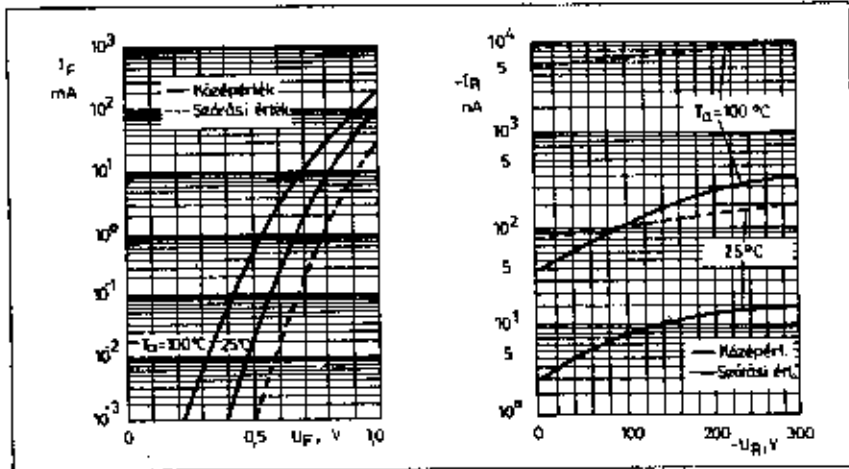
Túlfeszültségek. A diódák meghibásodását sok esetben feszültséglökések okozzák, amelyek többnyire az áramkörök be- vagy kikapcsolásakor keletkeznek. Rendkívül fontos arról gondoskodni, hogy az áramkörben fellépő feszültséglökések ne léphessék túl a dióda záróirányú csúcsfeszültségére előírt maximumot. A diódák jól használhatók minden feszültségértéken, a záróirányú csúcsfeszültségre előírt maximumig, feltéve, hogy sohasem lép fel ennél nagyobb feszültséglökés. Az ilyen „normális” feszültséglökésekkel kívül előfordulhatnak előre nem látott események is, amelyeket nem lehet a tervezéskor tekintetbe venni. Olvadásbiztosító gyors működése (pl. – L diód) nagyszögű feszültségugrást okozhat; vagy pedig külső áramkör vagy külső hatás okozhat veszedelmes túlfeszültséget. Ennek elkerülésére megfelelő túlfeszültség-védelemről kell gondoskodni.

Túláramok. Rövid ideig a dióda árama a normális üzemben fellépő értéknek többeszerese lehet. Döntő ennél a fellépő T_{fmax} maximális záróréteg-hőmérséklet. A veszteségi teljesítmény és a termikus időállandó segítségével az előállító meghatározza a maximális csúcsáram értékeit az igénybevételi ciklus és a relatív bekapcsolási idő függvényében. A katalógus erre vonatkozó adatait a dióda áramkörben levő soros ellenállással korlátozzuk a megfelelő értékre.

Félvezető egyenirányító diódák védőáramkörei

Túláramvédelem

Az egyenirányító áramköröknél, különösen a bekapcsoláskor létrejövő csúcsáram korlátozására kell fokozott figyelmet fordítani. Pufferkondenzátoros egyenirányító esetében (l. 4.26. ábrát) a hálózatra való kapcsolás pillanatában a C_p pufferkondenzátor rövidzárt jelent, majd fokozatosan töltődik fel. Ez a veszélyes nagyszögű lökés-áramlökés igen nagy értéket vehet fel akkor, ha az egyenirányító transzformátor nélkül csatlakozik a hálózatra.



4.22. ábra BAY 46 típusú szilíciumdióda $I_F = f(U_F)$ nyitóirányú (a) és $I_R = f(U_R)$ záróirányú áram-feszültség karakterisztikája (b). A paraméter (T_a) a környezeti hőmérséklet

jezésre juttatják, hogy a diódat milyen alkalmazásához tervezték.

— Az alkalmazási példák a diódatípus-sal megépíthető áramköröket ismer-tetik.

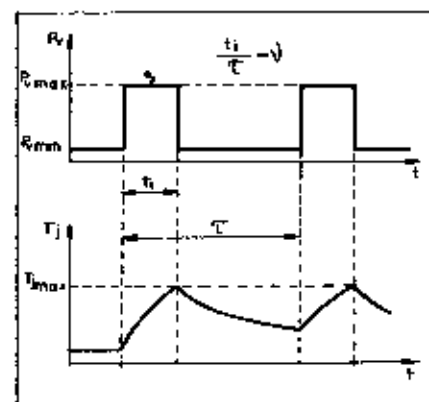
— A paramétermérési tájékoztatás az üzemi vagy kapcsolóüzemi jellemzők méréséhez és vizsgálatához szükséges áramkörti megoldást és a vizsgálatához szükséges feltételeket tartalmazza.

I. Határértékek

A határértékek azt mutatják, meddig lehet terhelni a szóban forgó félvezető diódat. Ezeket az értékeket még rövid időre sem szabad túllépni. Ez minden egyes megadott határértékra vonatkozik. A megadott határértékek túllépése a dióda adatainak megváltozásához, illetve a dióda tönkremenetéhez vezethet. A határértékekadatok hőmérsékletfüggők.

Feszültség- és áram-határértékek

A gyártók minden esetben megadják a maximális zárófeszültség és nyitó-



4.23. ábra. A félvezető dióda réteghőmérsékletének alakulása impulzusterhelés esetén

irányú áram állandó és periodikus csúcsértékét:

Zárófeszültség: U_{z} .

A záróirányban megengedett legnagyobb egyenfeszültség.

Zárófeszültség csúcsértéke: U_{zmax} . A váltakozó feszültség záróirányú összetevőjének legnagyobb megengedhető pillanatértéke.

Nyitóirányú áram: I_F . A nyitóirányban megengedett legnagyobb egyenáram.

Nyitóirányú áram csúcsértéke: I_{Fmax} . A váltakozó áram nyitóirányú összetevőjének legnagyobb megengedhető pillanatértéke.

Nem periodikus jelle vonatkozik a lökésezéri feszültség- és áramigénybevétele:

Lökésfeszültség: U_{zs} . A legnagyobb megengedhető záróirányú feszültségimpulzus amplitúdója.

Nyitóirányú áramlökés: I_{Fs} . A legnagyobb megengedhető áramimpulzus amplitúdója.

A diódák viszonylag nagy amplitúdójú lökéseket is kibírnak, ha a lökések időtartama kicsi és az egyes impulzusok között hosszabb szünet van. Az érték megadásakor feltételezik, hogy a dióda a két igénybevétel között vissza tud térni a termikus egyensúlyi állapotba. A feszültség- és áramlökések maximális időtartama és minimális ismétlődési ideje a katalógusadatok között megtalálható. Sok esetben a megengedett nyitóirányú áram maximális értékét az idő függvényében is megadják.

A maximális nyitóirányú áram függvénye a diódára jutó zárófeszültségnek. Ezért figyelembe kell venni — amennyiben a katalógusban megadják — az ún. redukciós görbét. A redukciós görbe megadja a diódaival egyenirányítható maximális áramot különböző maxi-

mális zárófeszültségek esetén. A dióda biztonságosan csak a görbe alatti működési feltételek mellett üzemeltethető.

II. Teljesítmény- és hőfokhatárok

Statisztikus terhelés

Félvezető eszközöknél a T_{jmax} maximális réteghőmérséklet a döntő. Germánium, illetve szilícium alapanyagú diódáknál a T_{jmax} maximális réteghőmérsékletet általában 75°C, illetve 150°C hőmérsékletig emelkedhet. A T_j réteghőmérséklet a P_v veszteségi teljesítmény, a félvezető részek R_{th} termikus ellenállása és a T_a környezeti hőmérséklet határozza meg:

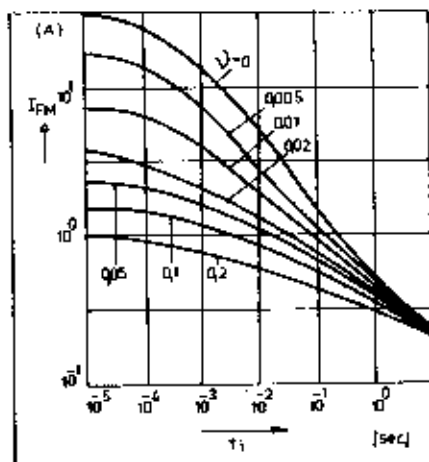
$$T_j = P_v R_{th} + T_a$$

A katalógusok általában egy-egy pontra vonatkozó adatokkal (pl. P_{vmax} , T_{jmax} adott T_a esetén), vagy pedig karakterizálták megadásával [pl. $P_v = f(T_a)$] különböző R_{th} hőellenállás mellett] mindig közölnék annyi adatot, amelyből a fenti formula segítségével adott körülmények ismeretében meghatározhatjuk a kívánt jellemező értékét.

Hőtáplára nem szerelhető kis teljesítményű üveg- vagy műanyagtokban lévő miniatűr diódák a meleg lényeges részét a kivezetéseiken keresztül adják le. A kivezetéseket ezért a maximális disszipáció, vagyis a teljes P_{vmax} nyitóirányú áram kibocsátása végéig a lehető legrövidebb úton fémfelülethez kell forrasztani.

Dinamikus terhelés

Rövid idejű impulzusterhelésnél a dióda nyitóirányú árama a „normális üzemben” fellépő értéknek többszöröse lehet. Döntő ennél a T_{jmax} maximális réteghőmérséklet (1. 4.23. ábra).



4.24. ábra. BAY 44...48 típusú miniatűr szilícium-dióda impulzusterheléskor a maximálisan megengedhető nyitóirányú áram a t_i bekapcsolási időtartam függvényében; $I_{FM} = f(t_i)$. Paraméter a terhelési arány

7. táblázat. Párhuzamos egyenirányító alkatlisméretei megjelölésére

Kapcsolás (jobb oldal)	Táblázat	Szám	
Maximális kimenő teljesítmény $P_{KI} = U_{KI} I_{KI} = 9 \cdot 1,2 = 10,8 \text{ W}$	-	-	
1. Transzformátor típusjelölés 2. Választott transzformátor-típus	2 3	1 1	$P_2 = 1,24 P_{KI} = 1,24 \cdot 10,8 = 13,4 \text{ VA}$ EI 60/20 $P_2 = 13 \text{ VA}$
3. Szekunder feszültség 4. Primer menetszám 5. Szekunder menetszám	2 3 3	6 8 7	$U_2 = 0,8 U_{KI} \cdot K_U = 0,8 \cdot 9 \cdot 1,15 = 8,3 \text{ V}$ $n_1 = 2400 \text{ menet}$ $n_2 = 12 \text{ menet/V} \cdot 8,3 \text{ V} = 99 \text{ menet}$
6. Szekunder áram 7. Választott huzalkeresztmetszet 8. Választott huzalkatás	2 5 5	10 - -	$I_2 = 1,57 I_{KI} = 1,57 \cdot 1,2 = 1,88 \text{ A}$ $A = 0,785 \text{ mm}^2$ $d = 1,05 \text{ mm CuL}$
9. Primer áram 10. Választott huzalkeresztmetszet 11. Választott huzalkatás	- 5 5	- - -	$I_p = P_1/U_p = 13 \text{ VA}/220 \text{ V} = 0,059 \text{ A}$ $A = 0,0284 \text{ mm}^2$ $d = 0,21 \text{ mm CuL}$
12. Fűződióda 1. Egy dióda záróirányú igénybevétele 2. Néveleges nyitóirányú áram 3. Választott diódatípus	2 2 -	5 8 -	$U_{FM} = 1,2 U_{U_2} \sqrt{2} = 1,2 \cdot 8,3 \sqrt{2} = 14 \text{ V}$ $I_{FM} = 0,5 I_{KI} = 0,5 \cdot 1,2 = 0,6 \text{ A}$ SIEK 1
13. Pufferkondenzátor 1. Szükséges kapacitásérték 2. Választott kapacitásérték 3. A pufferkondenzátor feszültség-igénybevétele 4. A választott kondenzátor áram/csoportfeszültsége	2 - 2 -	11 - 12 -	$C = 0,2 \frac{I_{KI}}{U_{U_2} \cdot f_0} = 0,2 \frac{1,2}{0,1 \cdot 50} = 4800 \mu\text{F}$ $C = 6000 \mu\text{F}$ $U_{CN} = C \sqrt{2} = 8,8 \sqrt{2} = 11,7 \text{ V}$ $U_N/U_P = 16/18 \text{ V}$

8. táblázat. A 4.12. és 4.13. ábrák alapján megépíthető, különböző terhelhetőségű áramkörök alkatlisméretei

U_{KI} ($I_{KI} = 0$ esetén)	I_{KI}	Bűg- feszültség (U_{U_2}) I_{KI} -esetén	Kimenő- ellenállás R_{KI}	Pufferkon- denzátor C_1	B_2	B_3	Transzformátor		Egyenirányító
							Vasmag (a)	Tekercs- adatok	
V	A	V	Ohm	μF	A	A	(8. táblázat)		
36	1	0,8	6	3000	0,2	1	M 74/32	1.	B40C1600/1000 (4xSIEK 31)
36	2	1,2	3	3000	0,6	2	M 85/32	2.	B40C2800/1900 (4xSIEK 31)
60	4	1,5	2,2	5000	1	4	M 102/52	3.	B60C5000/3000

(a) Vasmag; Dinamólemez IV., váltakozó irányban rétegekre

9. táblázat. A 4.12. és 4.13. ábra állású transzformátorainak tércsadatai

Hívásközi szám (8. táblázat)	1.	2.	3.	Méret- egység
Primer tekerés Menetszám n_p Huzalkatás d_p Sorkiszámozás Tekercsvezeték	1985 0,3 $1 \times 0,05$ $2 \times 0,1$	987 0,35 $1 \times 0,06$ $2 \times 0,1$	617 0,35 $1 \times 0,1$ $2 \times 0,1$	menet mm CuL mm LP mm LP
Szekunder tekerés Menetszám n_s Huzalkatás d_s Tekercsvezeték Menetszám n_p Huzalkatás d_s Tekercsvezeték	73 1,0 $1 \times 0,1$ 73 1,0 $2 \times 0,1$	59 1,3 $1 \times 0,1$ 59 1,3 $2 \times 0,1$	62 1,5 $1 \times 0,1$ 62 1,5 $2 \times 0,1$	menet mm CuL mm LP menet mm CuL mm LP

függően igen eltérő. A diódák ezoha-
hőmérsékleten még azonos típus esetén
is igen nagy szórását mutatnak. A főt-
vezető diódák záróirányú feszültségé-
nek emelkedésével eljutunk a letörési
feszültség értékéig (1. 4.19. ábra d gör-
beaszakasz). A rézoxidul letörési fu-
szültsége kb. 10...30 V, a eszelőd
40...60 V; a germániumé 500...700
V és a szilíciumé max. 1,5...3 kV
értéket vehet fel. A nagy egyenirányí-
tó-típus jelleggörbőjét a 4.21. ábra mu-
tatja.

A 4.22. ábrán egy jellegzetes univer-
zális szilícium dióda nyitóirányú (a
ábra) és záróirányú (b ábra) karakte-
risztikáját ábrázoltuk a helyes arány-
érzők kialakítása elől. A hőmér-
sékletfüggés miatt a katalógusokban
két görbét mutat meg: germánium
diódákra 25°C, ill. 60°C, szilícium
diódákra pedig 25°C, ill. 100°C-ra.
A hőmérséklet okozta változás külö-
nösen a záróirányú jellemzők esetében
számottevő.

A gyártók által megadott fontosabb
dióda-jellemzők

Az egyenirányító áramkör tervezé-
sokor elsőrendű szempontként kell
figyelmet fordítani a gyártó cég előírá-
sait. A katalógusokban általában az
alább felsorolt adatokat találhatjuk
meg az egyes dióda-típusokról:

—Az általános jellemzés a dióda alap-
anyagát, a gyártás közben felhasznált
alapvető technológiai eljárás megne-
vezését, a minőséget (kiszáradalmi
vagy ipari) és a javasolt alkalmazási
területet adja meg.

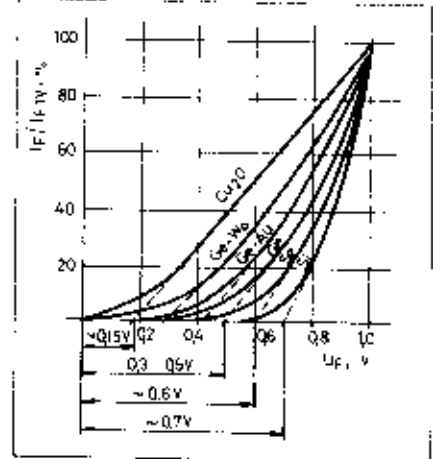
—A mechanikai adatok a dióda foli-
pítését, külső formáját, méretét, súlyát
és az elektródák azonosítását tartal-
mazzák.

—A határadatok az eszközre károsó-
dás nélkül megengedhető feszültség,
áram, teljesítmény, hőmérséklet és
mechanikai igénybevételek maximális
értékeit tartalmazzák.

—Az elektromos jellemzők a dióda
sztatikus és dinamikus adatait, a he-
lyettesítő kapacitását és a karakterisz-
tikákat adják meg.

—A tipikus jellemzők a gyártó cég ál-
tal ajánlott kapcsolásra, beállításra és
környezeti hőmérsékletre vonatkoz-
nak. Ezek az áramkörök mindig kifo-

Kapcsolás (jobb oldalt)	Táblázat	Szám	
Maximális kihasználtság $P_{K1} = U_{K1} I_{K1} = 9 \cdot 1,2 = 10,8 \text{ VA}$	-	-	
Tranzformátor 1. Transzformátor típusjelölés 2. Választott (transzformátor-típus)	2 2	1 1	$P_1 = 1,73 P_{K1} = 1,73 \cdot 10,8 = 18,7 \text{ VA}$ EI 60/22; $P_1 = 20 \text{ VA}$
3. Szekunder feszültség 4. Primer menetszám 5. Szekunder menetszám	3 3 3	6 8 7	$U_2 = 0,85 U_1; K_1 = 0,85 \cdot 9 = 7,65 \text{ V}$ $n_1 = 2000 \text{ menet}$ $n_2 = 10 \text{ menet}; U_2 = 7,65 \text{ V} \approx 8 \text{ menet}$
6. Szekunder áram 7. Választott huzalkeresztmetszet 8. Választott huzalátmérő	2 5 5	10 - -	$I_2 = 2,1; I_{K1} = 2,1 \cdot 1,2 = 2,52 \text{ A}$ $A = 1,131 \text{ mm}^2$ $d = 1,26 \text{ mm CuL}$
9. Primer áram 10. Választott huzalkeresztmetszet 11. Választott huzalátmérő	- 5 5	- - -	$I_1 = P_1 / U_1 = 20 \text{ VA} / 220 \text{ V} = 0,091 \text{ A}$ $A = 0,040 \text{ mm}^2$ $d = 0,27 \text{ mm CuL}$
Félfvezető dióda 1. A dióda záróirányú igénybevétele 2. Névleges nyitóirányú áram 3. Választott diódatispus	2 2 -	5 8 -	$U_M = 1,2 \cdot 2 \cdot U_2 \sqrt{2} = 1,2 \cdot 2 \cdot 8,8 \sqrt{2} = 29,5 \text{ V}$ $I_{YM} = I_{K1} = 1,2 \text{ A}$ SIRK 33
Pufferkondenzátor 1. Szükséges kapacitásérték 2. Választott kapacitásérték 3. Pufferkondenzátor feszültség-igénybevétele 4. Választott kondenzátor típusjelölés/feszültsége	2 - 2 -	11 - 12 -	$C \approx 0,25 \frac{I_{K1}}{U_{C1} f_0} = 0,25 \frac{1,2}{0,1 \cdot 50} = 6000 \mu\text{F}$ $C = 7000 \mu\text{F}$ $U_{C1} = U_2 \sqrt{2} = 8,8 \sqrt{2} = 12,4 \text{ V}$ $\frac{U_2}{U_1} = 1/18 \text{ V}$



4.20. ábra. Különböző típusú félfvezető egyenirányítók küszöbfeszültségének alakulása

az, hogy a valódi félfvezető dióda nyitóirányú ellenállása nem nulla (0,5...500 ohm nagyságrendű). A nyitóirányú ellenállás a rákapcsolt feszültségnek nemcsak az irányától, hanem a nagyságától is függ. A záróirányú ellenállás nem végtelen ($10^4 \dots 10^6$ kohm) és az a hőmérséklet növekedésével rohamosan csökken.

A valódi félfvezető dióda jelleggörbéje három részre osztható (I. a 4.19. ábrán): I. nyitó, II. záró és III. letérési tartomány. Nyitóirányban (I.) előfeszített diódán csak akkor folyik üzámottevő áram, ha a feszültség meghaladja a dióda küszöbfeszültségét. A nyitóirányú jelleggörberész – egyenestel helyettesítve a feszültségterengelyből kimetszi az U_K küszöbfeszültséget. A különböző típusú félfvezető egyenirányítók küszöbfeszültségének alakulása a 4.20. ábrán látható. Az alavult rézoxid (Cu_2O), más szóval kuprox egyenirányító kis küszöbfeszültsége miatt még napjainkban is alkalmazták a műszertechnikában.

A zárótartományban (II.) a záróirányú áram értéke az alanyugtól

Lavina-diódákkal felépített egyenirányító áramkörök

A normál szilícium diódák megbáaudását az esetek döntő többségében a túlfeszültségek okozzák. Ezért feltétlenül gondoskodni kell arról, hogy az áramkörben fellépő feszültségek, illetve feszültségváltozások ne lépjenek túl a dióda záróirányú csúcsfeszültségére előírt maximális értéket. (A megfelelő védőáramköröket a későbbiekben részletesen ismertetjük.) Az újabb kifejlesztett szilícium lavina-egyenirányítók az egyenirányító kapcsolások járulékos áramköröit minimálisan csökkentik. Nyitóirányban ugyanolyan tulajdonságokkal rendelkeznek, mint a normál szilícium diódák. Záróirányban viszont a felület passziválásával elértek, hogy az ilyen dióda a letérési (lavina) tartományban is igénybe vehető. E diódáknál elvileg közömbös, hogy az üzámok megengedett veszteség a nyitó- és záróirány között hogyan oszlik meg.

A lavina-diódák a túlfeszültségeket, amelyeket többnyire az áramkörök inuktivitásai okoznak, a letérési feszültség értékére korlátozzák. Azokat a kiegészítő elemeket, amelyek normál félfvezető diódáknál a túlfeszültség korlátozásához szükségesek, pl. RC-

tagokat, szelén túlfeszültségvezetőket vagy nemlineáris ellenállásokat (VDR), e jelleg feleslegessé teszi.

A lavina-diódák felhasználása gyakorlatilag megszünteti a soros dióda-kapcsolás egyenletes feszültség-elosztásának problémáját.

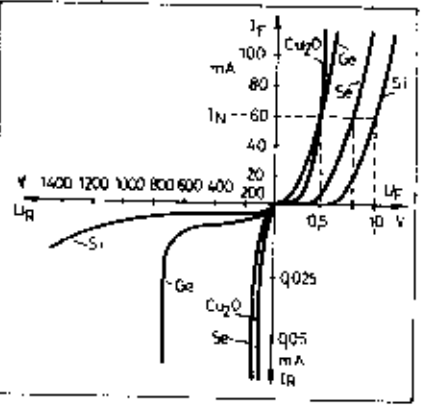
Elsősorban nagyfeszültségű egyenirányító áramkörökbe való alkalmazásuk indokolt. A normál diódákkal ellentétben a nagy inuktivitást tartalmazó áramkörökben válnak be.

4.1.2. Az egyenirányító eszköz megválasztásának szempontjai

Alapvető fogalmak

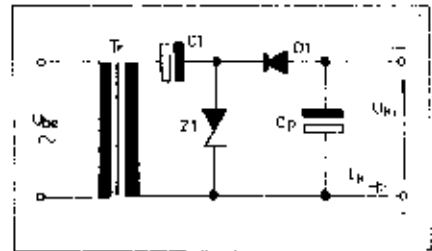
A különböző típusú félfvezető diódák tulajdonságai nagymértékben eltérnek egymástól. Az egyenirányító áramkörök tervezésekor ezért a diódák típusának kiválasztására fokozott gondot kell fordítani.

Az eddigiekben a diódákat ideális eszközként vettük figyelembe, vagyis feltételeztük, hogy ellenállása nyitóirányban nulla (rövidzár), záróirányban pedig végtelen (szakadás). Tény



4.21. ábra. Különböző típusú félfvezető egyenirányítók $I = f(U)$ áram-feszültség jelleggörbéjének összehasonlítása

Csúszás huzal átmérője (mm)	Zenerdiódot huzal közepén átmérője C ₀ (mm)	Huzalvezet- vezetési (mm ²)	Terhelhetőség (A)	Méterenkénti ellenállás (Ω/cm)	Négyzetcenti- méterre való megemelésre (potenciál/m ²)
0,06	0,062	0,0020	0,005	8,92	20 000
0,06	0,075	0,0028	0,007	6,21	15 000
0,07	0,085	0,0039	0,010	4,58	11 000
0,08	0,095	0,0050	0,013	3,49	9 000
0,09	0,108	0,0064	0,016	2,76	7 000
0,10	0,116	0,0079	0,020	2,28	6 000
0,11	0,13	0,0095	0,024	1,84	5 000
0,12	0,14	0,0118	0,028	1,56	4 300
0,13	0,15	0,0143	0,034	1,32	3 600
0,14	0,16	0,0164	0,039	1,14	3 200
0,15	0,17	0,0177	0,045	0,99	2 800
0,16	0,18	0,0211	0,051	0,87	2 500
0,17	0,19	0,0227	0,054	0,773	2 250
0,18	0,20	0,0254	0,065	0,669	2 000
0,19	0,21	0,0284	0,072	0,619	1 800
0,20	0,22	0,0314	0,080	0,557	1 650
0,25	0,27	0,049	0,125	0,357	1 100
0,30	0,33	0,071	0,180	0,248	770
0,35	0,38	0,096	0,245	0,182	580
0,40	0,43	0,126	0,320	0,1396	450
0,45	0,48	0,158	0,405	0,1103	370
0,50	0,54	0,196	0,500	0,0894	300
0,55	0,59	0,238	0,605	0,0738	250
0,60	0,64	0,288	0,720	0,0621	210
0,65	0,69	0,334	0,845	0,0532	180
0,70	0,74	0,385	0,980	0,0455	160
0,75	0,79	0,444	1,125	0,0395	140
0,80	0,84	0,504	1,280	0,0342	120
0,85	0,90	0,570	1,445	0,0318	110
0,90	0,95	0,636	1,620	0,0275	100
0,95	1,00	0,711	1,805	0,0245	90
1,00	1,06	0,788	2,000	0,0223	83
1,10	1,16	0,951	2,420	0,0184	67
1,20	1,26	1,131	2,880	0,0155	55
1,30	1,36	1,329	3,380	0,0132	45
1,40	1,46	1,540	3,920	0,0114	40
1,50	1,56	1,770	4,500	0,0099	36
1,60	1,66	2,015	5,120	0,0087	28
1,80	1,86	2,545	5,880	0,0069	17
2,00	2,07	3,142	6,900	0,0056	13
2,30	2,27	3,800	8,000	0,0046	10
2,50	2,37	4,310	12,300	0,0036	7



4.18. ábra. Egyszerű stabilizáló egyenirányító kapcsolás

tái követelmények kielégítésére alkalmas.

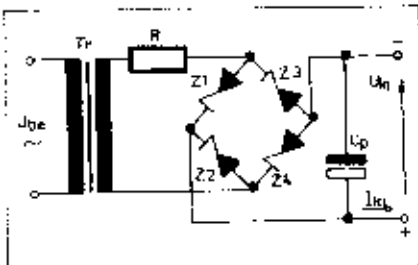
A 4.16. ábrán látható elrendezésben mind a négy hídágban Zener-diódát alkalmaztunk. Itt a váltakozó feszültség egyik félperiódusánál Z_1 és Z_2 diódák vezetnek és a Z_3 vagy Z_4 Zener-diódák közül az határol, amelyeknek Zener-feszültsége – az azonos névleges Zener-feszültségű diódák esetében – valamelyest kisebb.

A 4.17. ábrán Zener-diódákkal felépített Delon-hidas „stabilizáló” egyenirányító áramkör látható. Az áram az egyik félperiódusban a Z_1 , a másik félperiódusban pedig a Z_2 Zener-diódán folyik át és felváltva tölti a C_1 és C_2 kapacitást. Amíg az egyik Zener-dióda vezet, addig a másik határolóként (üzemel). Nagy kimeneti terhelő áramnál nagy kapacitású kondenzátorokat kell használni, ugyanis ellenkező esetben a kondenzátorok gyorsan kisülnek.

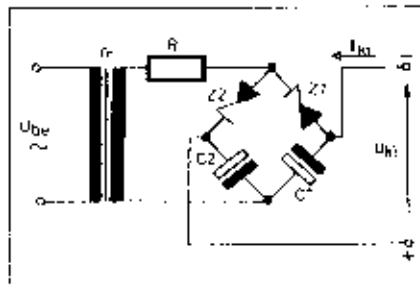
Végezetül a 4.18. ábrán Zener-diódával felépített „Simon-féle” egyutas „stabilizáló” egyenirányító kapcsolást mutatunk. A bemeneti váltakozó feszültség pozitív félperiódusában a Z_1 Zener-dióda vezetése válik, így C_1 kondenzátor közel a bemeneti váltakozó feszültség csúcserőrtékére töltődik. A bemeneti feszültség polaritásváltásakor a Z_1 dióda Zener-feszültségével határolja a D_1 nyitóirányú diódán keresztül a C_1 kondenzátorra jutó feszültséget.

tén egyenirányítanak is. Az egyenirányító áramköröknél ezért a hagyományos diódák részben (vagy teljesen) Zener-diódákkal helyettesíthetők. A következőkben bemutatott „stabilizáló” egyenirányító kapcsolásokban a Zener-dióda nyitóirányba igénybevéve egyenirányít, záróirányba igénybevéve pedig stabilizál.

A 4.15. ábrán látható Graetz híd egyenirányító kapcsoláshoz hasonló módon felépített áramköri elrendezés esetében a bemeneti váltakozó feszültség egyik félperiódusában a D_2 dióda és a Z_1 Zener-dióda vezet, a Z_2 Zener-dióda pedig Zener-diódás stabilizátoroként üzemel (lásd még: Zener-diódás stabilizátorok című részt). Ez esetben a C_0 kondenzátor töltőfeszültségének határolt értéke a Z_1 Zener-dióda Zener-

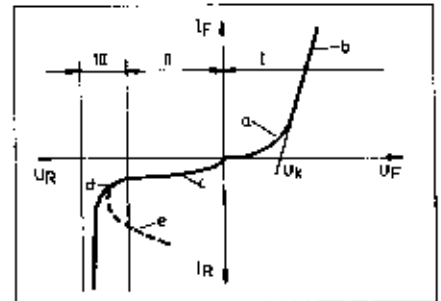


4.16. ábra. Graetz-típusú stabilizáló egyenirányító kapcsolás négy Zener-diódával



4.17. ábra. Delon-típusú Zener-diódás stabilizáló egyenirányító kapcsolás

feszültsége (plusz a D_2 dióda nyitóirányú feszültsége). Az ellentétes félperiódusban a D_1 és Z_2 diódák vezetnek. A C_0 kondenzátor feszültségének maximális értékét a Z_2 dióda Zener-feszültsége és D_1 nyitóirányú feszültsége adja. A két Zener-diódának azonos Zener-feszültségének kell lennie, mert különben járulékos bűgőfeszültség keletkezik. A Zener-diódákat ezért válogatni szükséges. A válogatásai elérhető, hogy az egyik félperiódusban stabilizáló Z_1 és a másik félperiódusban stabilizáló Z_2 dióda „azonos” kimeneti feszültségre stabilizál. Az I_2 Zener-áramot az R soros előtétellenállással állítjuk be a megfelelő értékre. Ezen stabilizáló egyenirányító áramkör a fentiek figyelembevételével csak előtétstabilizálásra, illetve kisebb stabili-



4.19. ábra. A varaktor félvezető dióda $I=f(U)$ áram-feszültség jelleggörbéje: I. nyitóirányú (a) a görbe exponenciális szakasza; b) ellenállástól függő lineáris vezetési tartomány; II. záróirányú áram felüldőési tartomány; III. letörési tartomány (d) letörés; e) germánium-tüdődiódák felmelegedéskor jelentkező negatív ellenállás

3. táblázat. B-1 lemezalappól felépített háttérrel transzformátorok adatai

Típus		BI	BI	BI	BI	BI	BI	BI	BI	BI	BI	BI
		48/16	54/18	60/20	66/22	72/24	78/26	84/28	90/30	96/32	102/34	108/36
1. Típusjelölésnév P_1	VA	5	10	15	20	30	50	75	100	140	230	260
2. Hatásfok η	%	65	68	72	75	78	81	83	85	87	90	91
3. Kontúr méret:	a	48	54	60	66	72	78	84	90	96	102	108
	b	40	45	50	55	60	65	70	75	80	85	90
4. Vaskeresztszűretet A	cm ²	3,0	3,2	3,0	3,8	6,2	7,8	11,8	12,3	15,6	12,3	15,8
5. Középs menethossz	cm	0,1	10,4	11,6	12,7	14,0	16,1	19,2	22,0	28,9	24,3	20,9
6. Primer tekercs voltónkénti menetszáma	$\frac{\text{menet}}{V}$	17,5	13,6	10,0	0,1	6,5	5,0	3,7	3,0	2,7	3,5	2,7
7. Szekunder tekercs voltónkénti menetszáma	$\frac{\text{menet}}{V}$	20	15,4	12,0	10,0	7,0	6,5	4,0	3,6	2,6	3,6	2,6
8. Primer tekercs menetszáma 220 V esetén	menet	3850	5000	2400	2000	1430	1250	815	770	595	770	595
9. Primer tekercs áramsűrűsége	A/mm ²	4,4	3,8	3,7	3,5	3,2	3,0	2,9	2,6	2,4	2,2	2,1
10. Szekunder tekercs áramsűrűsége	A/mm ²	1,1...1,2										

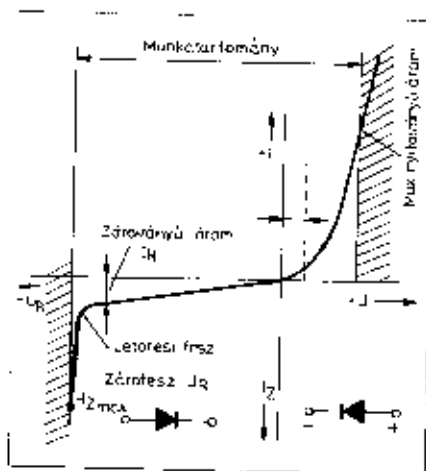
4. táblázat. M-lepárból felépített háttérrel transzformátorok adatai

Típus		M 42/15	M 53/20	M 65/27	M 74/32	M 85/32	M 95/40	M 102/35	M 103/32	
		1. Típusjelölésnév P_1	VA	4	12	25	50	70	100	120
2. Hatásfok	%	60	70	77	83	84	85	87	89	
3. Kontúr méret a=b	mm	42	55	65	74	86	95	102	102	
4. Vaskeresztszűretet A	cm ²	1,8	3,4	3,1	7,4	9,4	13,0	12,0	18,0	
6. Középs menethossz	cm	9,3	12,2	14,5	16,7	17,2	18,7	20,0	23,5	
6. Primer tekercs voltónkénti menetszáma	$\frac{\text{menet}}{V}$	21,0	11,6	7,5	5,5	4,3	3,1	3,4	2,3	
7. Szekunder tekercs voltónkénti menetszáma	$\frac{\text{menet}}{V}$	28,1	18,4	8,2	6,0	4,0	3,3	3,6	2,4	
8. Primer tekercs menetszáma 220 V esetén	menet	4000	2600	1650	1200	960	685	730	500	
9. Primer tekercs áramsűrűsége	A/mm ²	4,5	3,8	3,3	3,0	2,9	2,6	2,4	2,3	
10. Szekunder tekercs áramsűrűsége	A/mm ²	1,1...1,2								

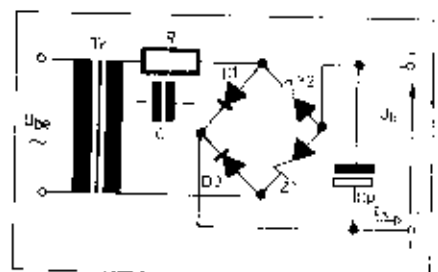
Zener-diódákkal felépített egyenirányító áramkörök

A Zener-diódáknak nyitóirányban a szilícium diódákra jellemző karakterisztikájuk van (4.14. ábra). Szobahőmérsékleten (25°C) jellemző az $U_1 = 0,6 \dots 0,8$ V-os küszöb feszültség, melynek túllépése után kezd számottevő áram folyni a diódán. Záróirányban a szilícium diódák igen nagy ellenállást mutatnak. Hozzávetőlegesen 2 V zárófeszültség mellett 20...1000 Mohm közötti ellenállásértékek érhetők el. A kritikus feszültségérték túllépésénél (l. 4.14. ábrát) a záróirányú áram erősen megnő. Ezt a feszültségértéket Zener-feszültségnek, más szóval letörési feszültségértéknek nevezzük. Mint az ábra mutatja, a $-I_z$ Zener-áram növekvő $-U_z$ zárófeszültségnél először nagyon kicsi (néhány nA és néhány μA között), majd a letörési tartomány előérésekor igen gyorsan nagy értékre növekszik. A Zener-

diódák munkatartománya nyitóirányban a maximálisan megengedett nyitóirányú áramértékig, záróirányban pedig a maximálisan megengedett $-I_z$ Zener-áramig terjed. A munkapont a két határérték között a görbe bármely pontján lehet. Ebből látható, hogy a Zener-diódák nemcsak stabilizálnak, hanem nyitóirányú igénybevétel esetén



4.14. ábra. Zener-dióda áram-feszültség karakterisztikája

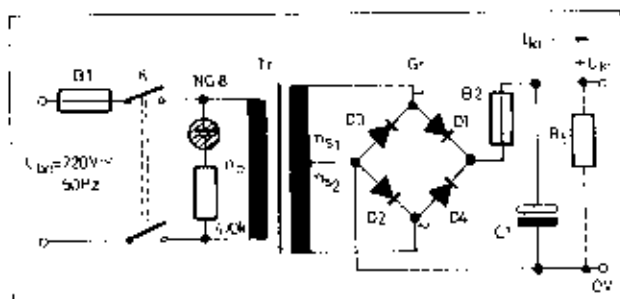


4.15. ábra. Graetz-típusú stabilizáló egyenirányító kapcsolás két Zener-dióddal

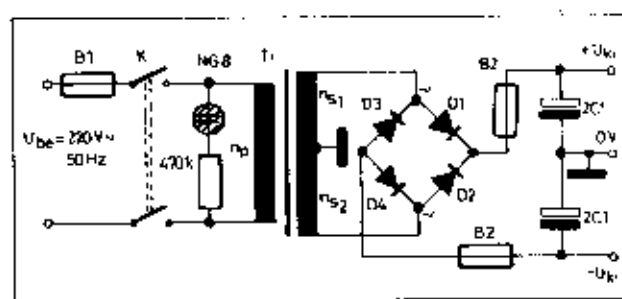
3. táblázat. Pufferkondenzátorral ellátott egyenirányító kapcsolások jellemző értékei

Alapkapcsolás		Egyutas egyenirányító	Kétutas középpont-leágazású egyenirányító	Gratz-hídkapcsolás
Érték				
Kimenő feszültség alakja				
1. Transzformátor típusjelölésű P ₁	VA	1,73 I _{ki}	1,48 I _{ki}	1,24 I _{ki}
2. Hűgőfrekvencia f _h	Hz	f _{sz}	2 f _{sz}	2 f _{sz}
3. Hűgőfeszültség U _h	V	0,05 U _{ki}	0,05 U _{ki}	0,05 U _{ki}
4. Kimenő egyenfeszültség U _{ki} (számítási középérték)	V	~1,2 U ₂	~1,05 U ₂	~1,25 U ₂
5. Egy dióda záróirányú igénybevétele U _{di}	V	2U ₂ √ 2 ≈ 2,8 U ₂	2U ₂ √ 2 = 2,85 U ₂	U ₂ √ 2 ≈ 1,41 U ₂
6. Transzformátor szekunder feszültség U ₂ (effektív érték)	V	~0,85 U _{ki} K _u	~0,8 U _{ki} K _u	~0,8 U _{ki} K _u
7. Max. megengedett U ₂ szekunder feszültség a dióda U _{di} névleges záróirányú feszültségének függvényében	V	$\frac{1}{2\sqrt{2}} U_{di}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}} U_{di}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} U_{di}$
8. Névleges ávitóirányú áram I _{sz} (számítási középértéke minden egyes dióda áteresztő áramának)	A	I _{ki}	0,5 I _{ki}	0,5 I _{ki}
9. Max. lehető egyenáram I _{ki} (számítási középérték)	A	(0,3...0,6) I _{sz}	(0,6...1,5) I _{sz}	(0,8...1,5) I _{sz}
10. Szekunder áram I ₂ (effektív érték)	A	~2,1 I _{ki}	1,1 I _{ki}	1,57 I _{ki}
11. Közelítő egyenlet a pufferkondenzátor meghatározására	F	$C \approx 0,25 \frac{I_{ki}}{U_{be} \cdot f_h}$	$C \approx 0,2 \frac{I_{ki}}{U_{be} \cdot f_h}$	
12. A pufferkondenzátor feszültségigénybevétele U _{CD}	V	U ₂ √ 2	U ₂ √ 2	U ₂ √ 2

K_u = 1,1...1,2



4.12. ábra. Pufferkondenzátoros Gratz-hídkapcsolású stabilizálatlan tápegység



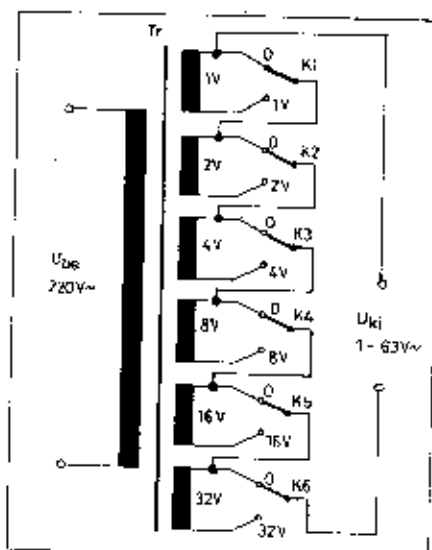
4.13. ábra. Középpontleágazású Gratz-hídkapcsolású tápegység

jön létre. A C_1 pufferkondenzátor az egyenfeszültség pulzációját csökkenti.

A 4.13. ábra szerinti Graetz-híd-egyenirányítóról a földhöz képest egyidejűleg pozitív és negatív egyenfeszültség is levehető. A középpont-leágazásos meghajtás következtében a Graetz-híd D_1 és D_2 diódái köztülesen egyenirányított pozitív feszültségre töltik a pozitív ágba levő pufferkondenzátort. A D_3 és D_4 diódák pedig negatív egyenfeszültségre töltik fel a negatív ágba levő pufferkondenzátort.

Ez a kapcsolás tulajdonképpen úgy működik, mint a közös hálózati transzformátorral meghajtott két egymástól független, ellentétes polaritású kétutas egyenirányító.

Ha a fogyasztót a $+U_{ki}$ és $-U_{ki}$ pontok közé kapcsoljuk, akkor az áramkör közönséges Graetz-kapcsolású hídgyenirányítóként viselkedik.



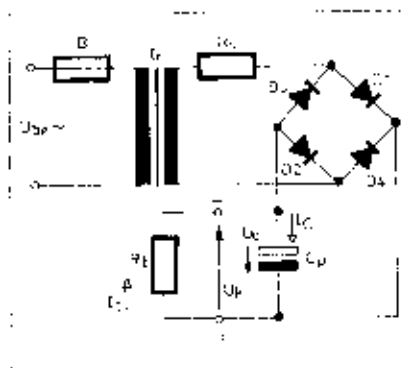
4.11. ábra „Mastertranszformátor”. A hat kapcsoló megfelelő kapcsolásával 1...63 V között 1 V-os ugrásokkal bármely feszültségérték beállítható

A kapcsolásokban az egyszerűség végett célszerű hídkapcsolású egyenirányítókat alkalmazni. Az egyenirányítók megjelölésénél a B betű hídkapcsolásra utal. A második helyen levő szám a csatlakoztatási váltakozó feszültséget jelenti voltban. A harmadik helyen levő betű mindig C, mely a kondenzátoros kimenet mellett adatmegadásra utal. A negyedik helyen szereplő szám az egyenirányító kimenet terhelhetősége mA-ban. Amennyiben két szám van megadva törtvonallal, úgy a nagyobbik a hűtő fémlapra való leszorítással érvényes.

1. táblázat. Egyenirányító kapcsolások jellemző értékei ohmos terhelés esetén

Alapkapcsolás		Egyutas egyenirányító	Kétutas középpont-leágazású egyenirányító	Graetz hídkapcsolás
1. Transzformátor teljesítmény P_1	VA	$3,1 P_{K1}$	$1,43 P_{K1}$	$1,24 P_{K1}$
2. Bőgőfrekvencia f_b	Hz	f_{bn}	$2 f_{bn}$	$2 f_{bn}$
3. Bőgőfeszültség U_b	V	$1,21 U_{K1}$	$0,481 U_{K1}$	$0,481 U_{K1}$
4. Kimenő egyenfeszültség U_{ki} (számítási középérték)	V	$\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_b$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_b$	$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_b$
5. Egy dióda záróirányú igénybevétele U_{Dz}	V	$U_b \sqrt{2} \approx \pi U_{K1}$	$2U_b \sqrt{2} \approx \pi U_{K1}$	$2U_b \sqrt{2} \approx \pi U_{K1}$
6. Transzformátor szekunder feszültség U_2 (effektív érték)	V	$2,22 U_{K1} \cdot K_u$	$1,11 U_{K1} \cdot K_u$	$1,11 U_{K1} \cdot K_u$
7. Max. megengedett U_{Dz} szekunder feszültség a dióda U_{Dz} névleges zárófeszültségének függvényében	V	$\frac{1}{\sqrt{2}} U_{Dz}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}} U_{Dz}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} U_{Dz}$
8. Névleges nyitóirányú áram I_{Dz} (számítási középérték minden egyes dióda áteresztő áramának)	A	I_{Dz}	$0,5 I_{Dz}$	$0,5 I_{Dz}$
9. Max. levehető egyenáram I_{K1} (számítási középérték)	A	I_{Dz}	$2 I_{Dz}$	$2 I_{Dz}$
10. Szekunder áram I_2 (effektív érték)	A	$1,57 I_{K1}$	$0,785 I_{K1}$	$1,11 I_{K1}$

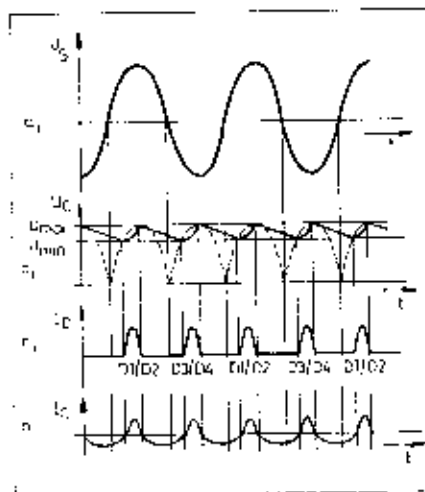
$K_u = 1,1 \dots 1,2$



4.8. ábra. Pufferkondenzátoros Graetz-híd egyenirányító

kapcsolás látható a 4.8. ábrán. A diódát a pufferkondenzátor kezdeti nagy töltőárama ellen a 4,7 ohmos áramkorlátozó ellenállás védi. A hálózati bemenet felől érkező induktív jellegű lökésfeszültségeket a 100 nF-os bemeneti szűrőkondenzátor csillapítja. További védelmet nyújt a nagyfeszültségű zavaró impulzusok ellen az egyenirányító diódával párhuzamosan kapcsolt 1 nF-os kapacitás, amely az igen gyors feszültségváltozásokra rövidzárat jelent, így azokat átvészeli a pufferkondenzátor felől. A zárlati áram ellen a bemeneten levő olvadóbiztosító véli az egyenirányító diódát.

A fent említett hálózati egyenirányítók önállóan is felhasználhatók egyes készülékek tápellátására, feltéve, ha ezen kapcsolások által szolgáltatott kimeneti feszültséggel szemben nincs különösebb stabilitási követelmény. Az egyszerű hálózati egyenirányítók jelentőségét az is indokolja, hogy bár-



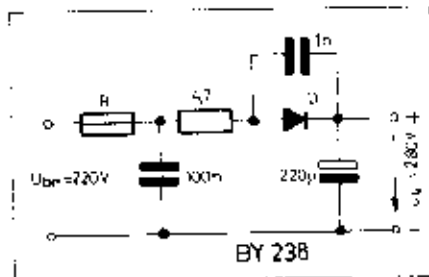
4.7. ábra. A pufferkondenzátoros Graetz-híd egyenirányító működésének szemléltetése: a) a transzformátor szekunder feszültségének jelalakja az idő függvényében; b) a pufferkondenzátoron levő feszültség; c) a szemből levő hálózatban bekötött diódákban átfolyó töltőáram-impulzus; d) a pufferkondenzátor árama az idő függvényében

milyen speciális igényeket kielégítő feszültségstabilizátor működtetéséhez szükségesek.

Az 1. és 2. táblázatban a három leggyakrabban alkalmazott egyenirányító kapcsolás fontosabb összefüggései találhatóak. Segítségükkel lehetővé válik az egyenirányító kapcsolások áttekinthető módon való méretezése.

A diódák záróirányú feszültség-igénybevételénél – a biztonság kedvéért – egy 1,2-es tényezőt (K_u) először figyelembe venni. Más szóval a dióda névleges zárófeszültségének kb. 20%-kal nagyobbának kell lennie a számított értéknek.

A tápegységokhez felhasznált transzformátorok adatai a 3. és 4. táblázatban kerültek bemutatásra. A transzformátormagok a lemezmaglap típusúval és mögöttes törtjel után írva a csomagvastagság méretével vannak megadva. A 4.9. ábra mutatja a transzformátormaglapok alakját és kontúrméreteit.



4.8. ábra. Transzformátor nélküli egyszerű hálózati egyenirányító

Egyes esetekben szükség lehet olyan transzformátorra, ahol annak szekunder feszültsége egy megfelelő tekercselrendezés segítségével 1 V-os lépésekben változtatható. Erre látható példa a 4.10. ábrán. A vázolt tekercs elrendezések segítségével 1 V-os ugrásokkal minden feszültség levhető. Az ábrán csak a szekunder tekercseket tüntették fel. Fény az, hogy a kísérleti készülékekhez nem gazdaságos minden esetben külön transzformátort készíteni.

A 4.11. ábrán egy feszültségösszegező transzformátor olvi kapcsolása látható. A megfelelő szekunder tekercsek sorbakapcsolásával, vagyis a hat kapcsoló kapcsolási kombinációjával 1...83 V között 1 V-os ugrásokkal vehetünk le váltakozó feszültséget. Csak a 6 db szekunder tekercs szükséges. Ezek egyenként 1, 2, 4, 8, 16 és 32 V feszültségűek. A szekunder tekercsek feszültsége számszerűleg megegyezik a 2-es számokkal, mint alapnak egész számú hatványaival, vagyis

$$2^0 = 1; \quad 2^1 = 2; \quad 2^2 = 4; \\ 2^3 = 8; \quad 2^4 = 16; \quad 2^5 = 32.$$

Ismeretes, hogy a 2 egész számú hatványainak összegével bármilyen egész szám kifejezhető. Ezt a ténnyt használtuk ennél a „mestertesztranszformátor”-nak nevezett több szekunder tekercsű transzformátornál.



4.9. ábra. EI és M transzformátormaglapok (a) és (b)

A transzformátorok méretezéséhez a zománcozott vörösrézvezeték főbb jellemző értékeinek összeállítását az 5. táblázatban adtuk meg.

Az 1...5. táblázatok segítségével U_{K1} max. 30 V egyenfeszültségű és I_{K1} max. 1,5 A terhelhető hálózati egyenirányító kapcsolások méretezése lehetséges.

A következőkben a rendelkezésre álló táblázatok segítségével egy hálózati egyenirányító kapcsolás méretezésére mutatunk példát:

Bemeneti feszültség: $U_p = 220$ V

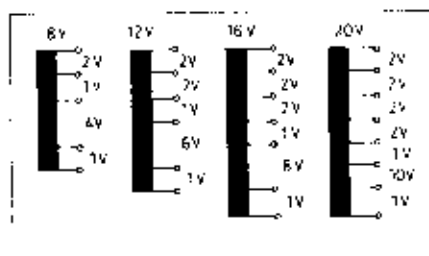
Kimeneti feszültség: $U_{K1} = 9$ V

Max. terhelőáram: $I_{K1} = 1,2$ A

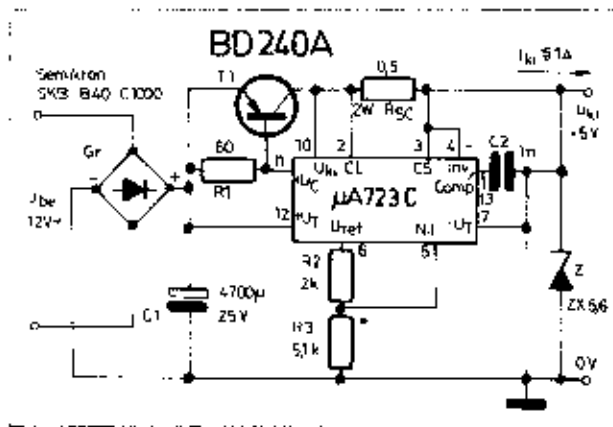
Bűgőfeszültség: $U_b = 0,1 U_p$

A számítás táblázatos formában került összeállításra (6. és 7. táblázat), megfelelő utalással az 1...5. táblázatokra.

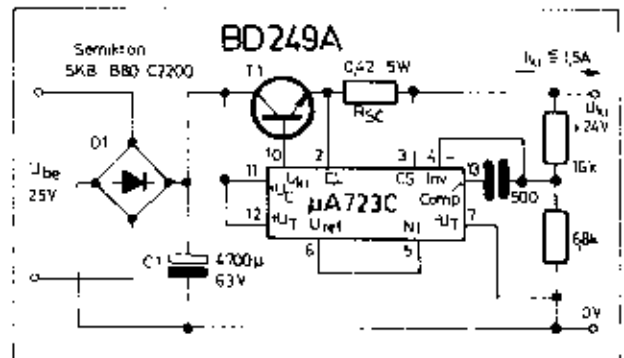
Teljesítményerősítők tápfeszültség-ellátására alkalmas stabilizáltan tápegység kapcsolása látható a 4.12. és 4.13. ábrán. A kapcsolások főbb műszaki adatait a 8. és 9. táblázat tartalmazza. A 4.12. ábra kapcsolásiábrán hídkapcsolású Graetz-egyenirányítót alkalmaztunk. A transzformátor szekunder feszültségének pozitív félperiódusai a $D_1 - R_1 - 1_1$ úton hajtják át áramot az R_1 terhelésen. A negatív félperiódusok esetében a $D_2 - R_2 - 1_2$ úton ugyanolyan irányú terhelőáram



4.10. ábra. „Mestertesztranszformátor”. A transzformátorok ábrán látható szekundertekercselrendezésével 8, 12, 16 és 20 V feszültségértékig 1 V-os lépésekben minden feszültségérték levhető



4.82. ábra. $U_{ki} = 5\text{ V}$ kimeneti feszültségű, 1 A terhelhetőségű feszültségstabilizátor



4.83. ábra. $U_{ki} = 24\text{ V}$ kimeneti feszültségű, $1,5\text{ A}$ terhelhetőségű feszültségstabilizátor

Univerzális stabilizátorok felhasználása

Azokat az integrált stabilizátorokat nevezzük univerzális stabilizátoroknak, amelyeknél az áramkör több pontját kivezetik. Ez a kapcsolási variációk számának növelését teszi lehetővé. Az ilyen stabilizátoroknál különböző a referencia-áramkör, s így a referenciafeszültség a hibacseréltő bármelyik bemenetére bekötődhet. Így a bemeneti feszültség polaritásától függetlenül akár npn, akár pnp tranzisztor alkalmazható soros átervezítő elemként.

A legismertebb és legbecsültebb univerzális stabilizátor a FAIRCHILD cég által gyártott $\mu\text{A} 723$ -as típus. Napjainkban már a lineáris integrált áramköröket előállító cégek jelentős többsége gyártja LM 723; SG 723; SFC 2723M; ML 723; L 123; M1C 723; TBA 281; IL 723, stb. típusjelölésekkel.

A 4.74. ábrán a FAIRCHILD cég által gyártott $\mu\text{A} 723$ -as típus tömbvázlata, a 4.75. ábrán pedig annak áramköri felépítése látható. A jellegzőbékén való tájékozódás céljából az integrált áramkör főbb karakterisztikáit is felrajzoltuk (4.76. ábra).

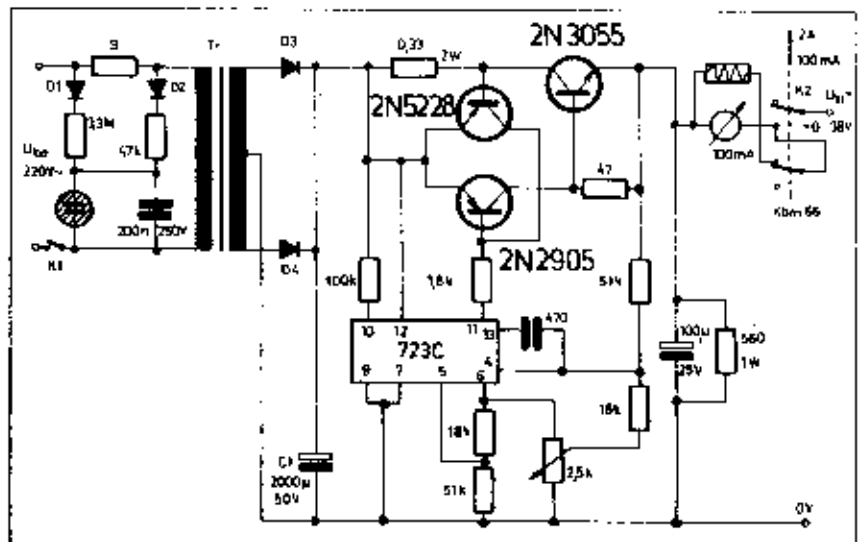
A 4.74. ábrán láthatóan a referenciafeszültség-erősítő egy egységnyi erősítésű követő erősítő. A hőmérséklet-kompenzált Zener-diódot állandó áramú generátorral táplálják. A hibacseréltő szimmetrikus differenciáerősítő - aszimmetrikus kimenettel. A kimeneti teljesítmény-tranzisztor 150 mA terhelhetőségű.

A következőkben a fontosabb alapkapcsolásokat ismertetjük.

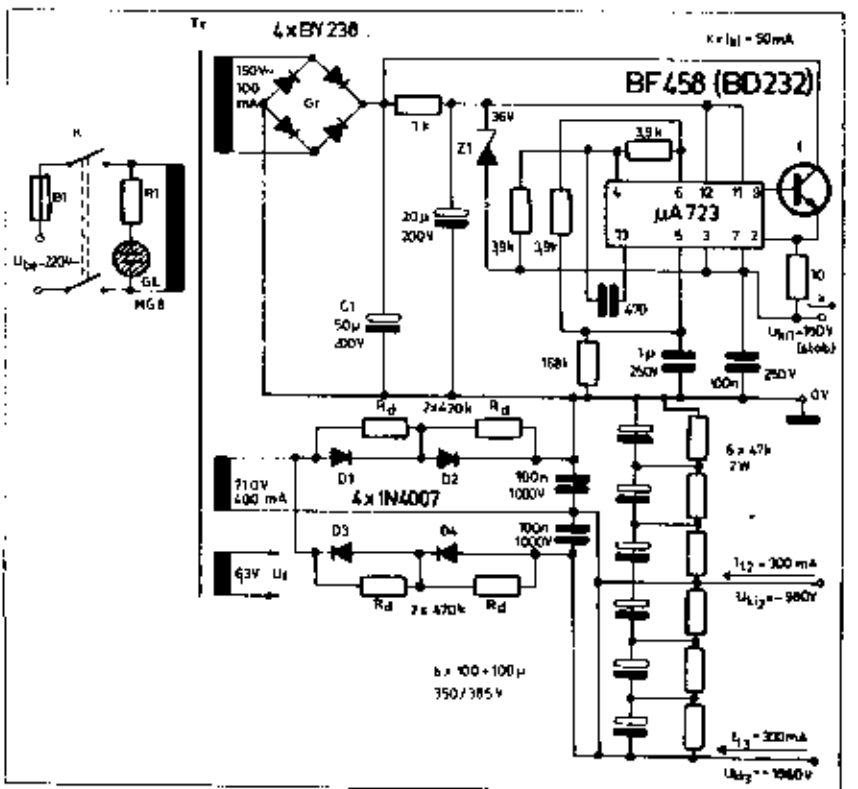
A 4.77. ábrán a 723 típusú integrált áramkörrel felépíthető $7,6 \dots 37\text{ V}$ kimeneti feszültségű stabilizátor kapcsolási rajza látható. A kapcsolás kimeneti feszültsége:

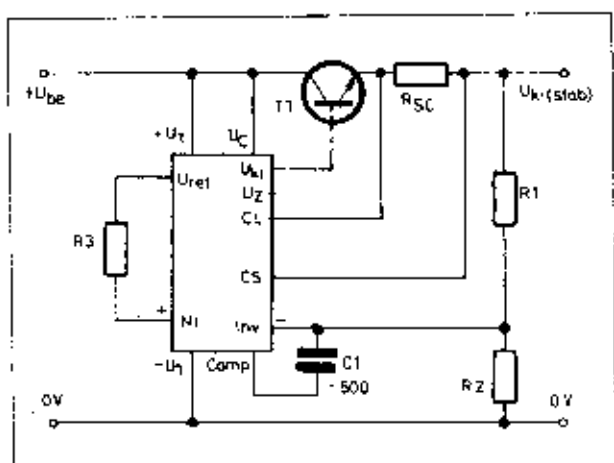
$$U_{ki} = U_{ref} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \approx 7,16 \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

4.85. ábra. Adóberendezés töpegysége

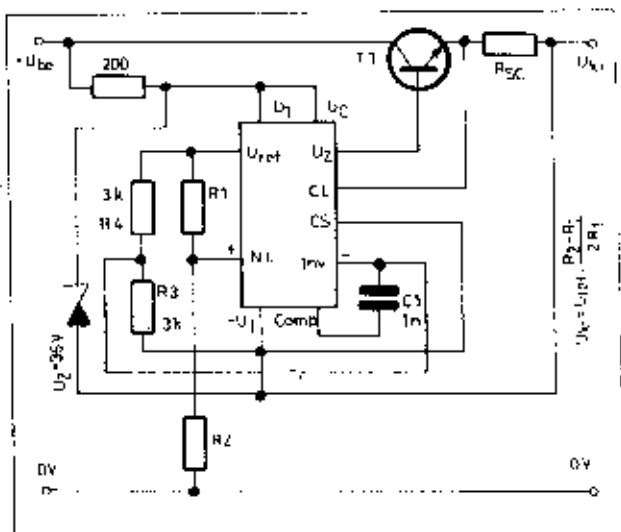


4.84. ábra. $0 \dots 38\text{ V}$ kimeneti feszültségű stabilizált töpegyység

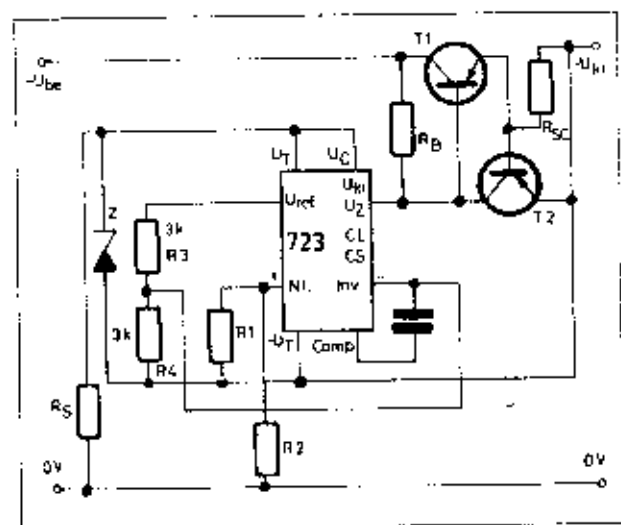




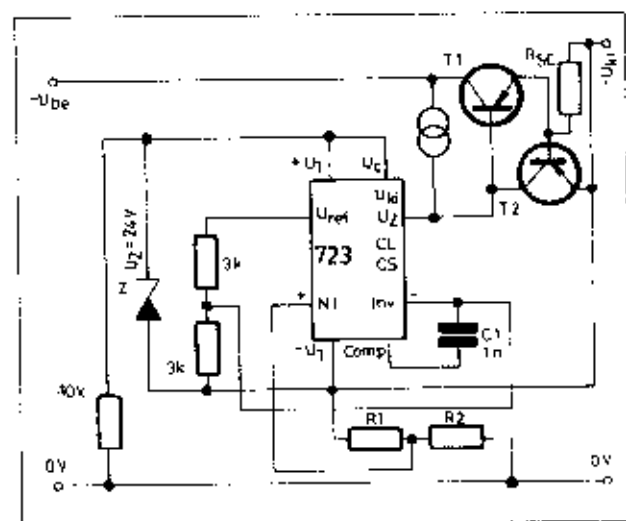
4.77. ábra. 723 típusú integrált áramkörrel felépíthető 7,5 ... 37 V-os kimeneti feszültségű stabilizátor



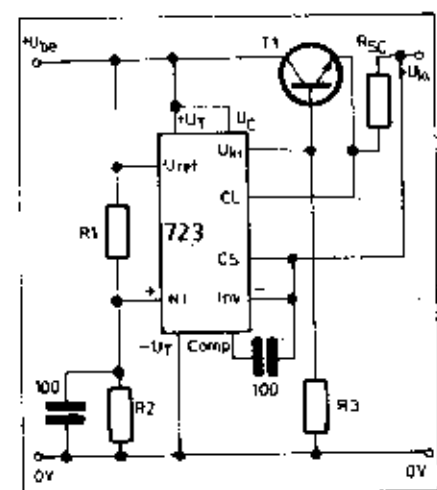
4.79. ábra. 723 típusú integrált áramkörrel felépíthető 40 ... 250 V-os kimeneti feszültségű stabilizátor



4.80. ábra. 723 típusú integrált áramkörrel felépíthető -6 ... -37 V-os kimeneti feszültségű stabilizátor



4.81. ábra. 723 típusú integrált áramkörrel felépíthető -30 ... -250 V-os kimeneti feszültségű stabilizátor

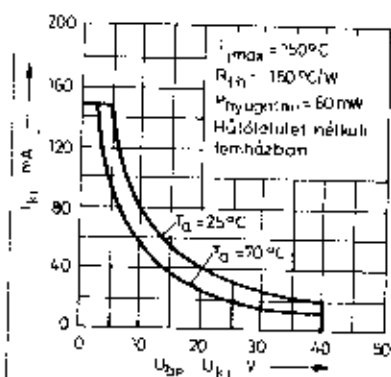


4.78. ábra. 723 típusú integrált áramkörrel felépíthető 2 ... 0,5 V-os kimeneti feszültségű stabilizátor

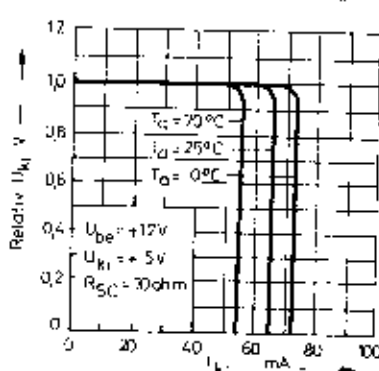
19. táblázat. Az I_{max} áramterhelési ellenállás értéke (ohm) az egyes véghőmérsékletekén és a lámpapálya áramának függvényében

I_{max} (A)	-20°C	0°C	25°C	50°C	75°C	100°C
0,02	88,6	86,0	83,0	81,0	28,5	20,5
0,04	18,25	17,5	16,5	15,6	14,3	13,3
0,06	12,17	11,6	11,0	10,3	9,5	8,83
0,08	9,13	8,75	8,25	7,75	7,18	6,53
0,1	7,80	7,0	6,60	6,20	5,70	5,30
0,2	3,65	3,60	3,30	3,10	2,85	2,65
0,3	2,48	2,33	2,20	2,06	1,90	1,77
0,4	1,83	1,75	1,65	1,55	1,43	1,32
0,5	1,46	1,40	1,32	1,24	1,14	1,06
0,6	1,22	1,16	1,10	1,03	0,95	0,88
0,7	1,04	1,0	0,94	0,88	0,81	0,76
0,8	0,91	0,88	0,83	0,78	0,71	0,66
0,9	0,81	0,77	0,73	0,69	0,63	0,59
1,0	0,73	0,70	0,66	0,62	0,57	0,53
1,2	0,61	0,58	0,56	0,51	0,48	0,44
1,4	0,52	0,50	0,47	0,44	0,41	0,38
1,6	0,46	0,44	0,41	0,39	0,36	0,32
1,8	0,41	0,39	0,36	0,34	0,32	0,29
2,0	0,365	0,35	0,33	0,31	0,285	0,265
2,5	0,292	0,28	0,264	0,248	0,228	0,212
3	0,243	0,233	0,220	0,206	0,190	0,177
3,5	0,208	0,2	0,188	0,177	0,162	0,151
4	0,183	0,176	0,166	0,155	0,143	0,133
4,5	0,163	0,156	0,146	0,138	0,127	0,117
5	0,146	0,14	0,132	0,124	0,114	0,106

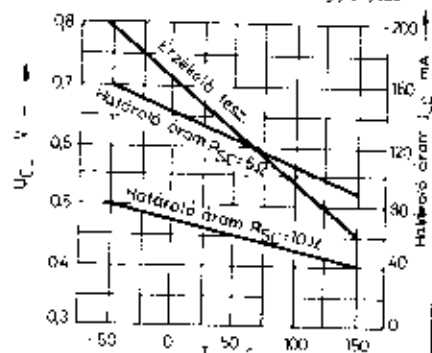
Maximális terhelőáram a bemenet és kimenet közötti feszültségkülönbség függvényében



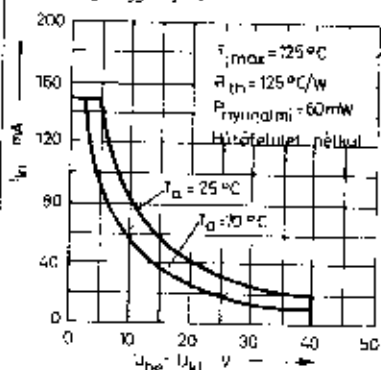
Áramhatárolási karakterisztika



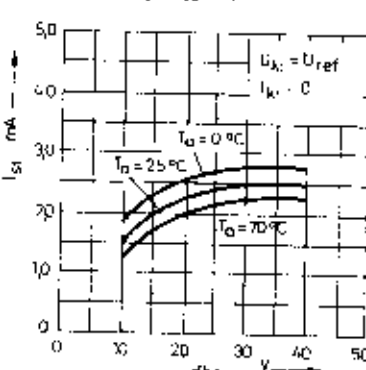
Áramhatárolás karakterisztika az átmeneti hőmérsékletnek függvényében



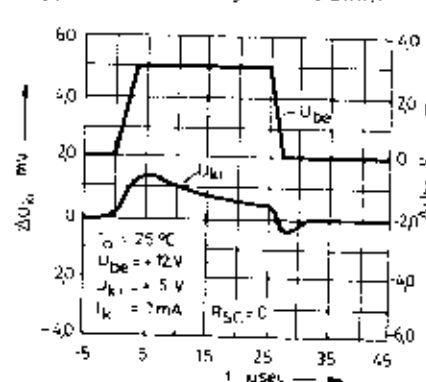
Maximális terhelőáram a bemenet és kimenet közötti feszültségkülönbség függvényében



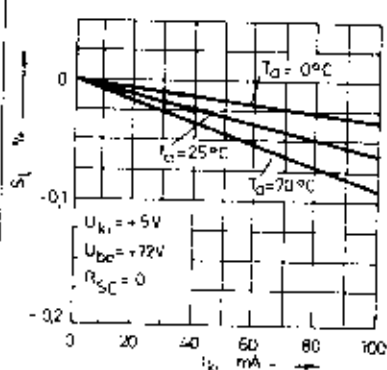
Készenlet-aramvétel a bemenő feszültség függvényében



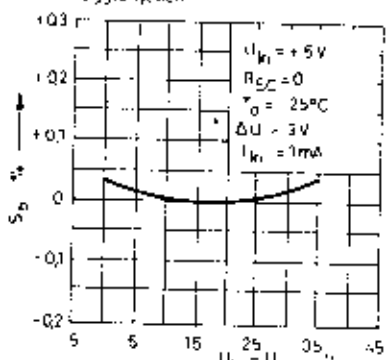
Bemenőfeszültség-áramviszony



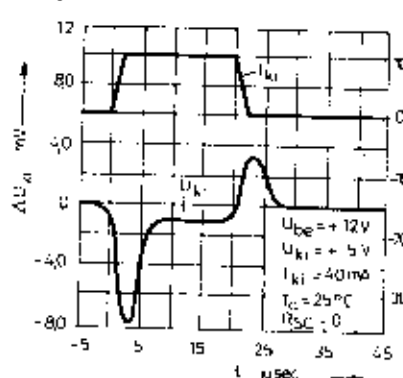
Terhelés-stabilitás a kimenőáram függvényében áramhatárolás nélkül



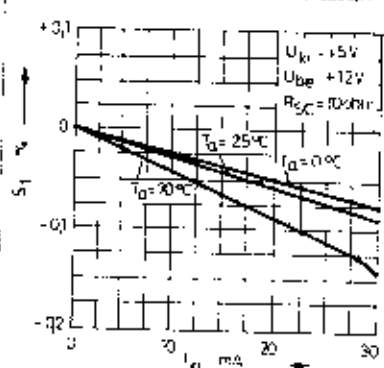
Bemenet-stabilitás a bemenet és kimenet közötti feszültségkülönbség függvényében



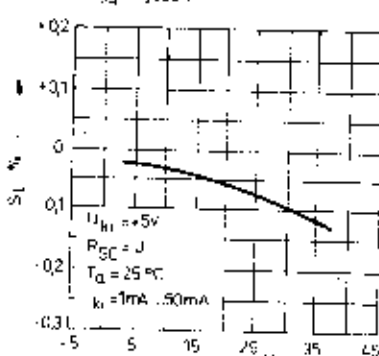
Terhelés-tranziens-árvétel



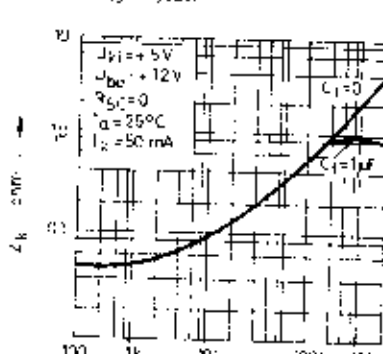
Terhelés-stabilitás a kimenőáram függvényében áramhatárolás esetén



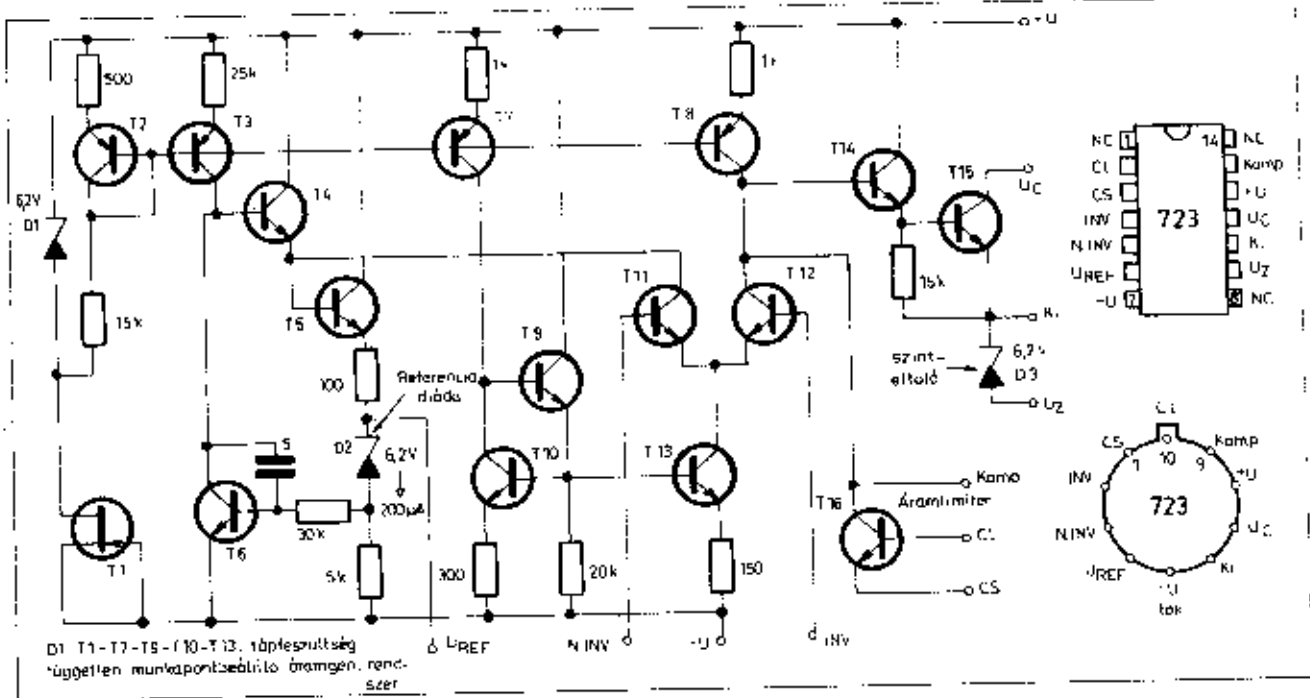
Terhelés-stabilitás a bemenet és kimenet közötti feszültségkülönbség függvényében



Kimenő impedancia a frekvencia függvényében



1.76. ábr. A FA10CH11D-csú 723 típusú monolitikus integrált stabilizátorának főbb jellemzői



4.75. ábra. A μA 723 típusú integrált áramkör áramkörti felépítése

15. táblázat. Elemértékek a 4.72. ábrához

U_{ki} (V)	R_1 (kOhm)	R_2 (kOhm)
2	9,27	2,4
2,5	4,7	3,0
3	4,08	3,6
3,5	3,75	3,9
4	2,84	4,3
4,5	2,12	3,1
5	1,55	2,8
5,5	1,02	5,8
6	0,99	6,2
6,5	0,38	6,8

17. táblázat. Ellenállásértékek a 4.73. ábrához

U_{ki} (V)	R_3 (kOhm)
6	2,44
6,5	2,95
7	3,45
7,5	3,95
8	4,49
8,5	4,96
9	5,48
9,5	5,97
10	6,47
11	7,44
12	8,45
13	9,49
14	10,50
15	11,50
16	12,51
17	13,52
18	14,53
19	15,53
20	16,54
21	17,55
22	18,55
23	19,56
24	20,57
25	21,57
26	22,58
27	23,59
28	24,60
29	25,60
30	26,61
31	27,62
32	28,62
33	29,63
34	30,64
35	31,64
36	32,65
37	33,66

18. táblázat. Ellenállásértékek a 4.81. ábrához

U_{ki} (V)	R_4 (kOhm)
35	31,44
40	36,48
45	41,71
50	46,75
55	51,75
60	56,82
65	61,85
70	66,89
75	71,92
80	76,96
85	81,99
90	87,03
95	92,06
100	97,10
110	107,17
120	117,24
130	127,31
140	137,38
150	147,45
160	157,52
170	167,59
180	177,66
190	187,73
200	197,80
210	207,87
220	217,94
230	228,01
240	238,08
250	248,16

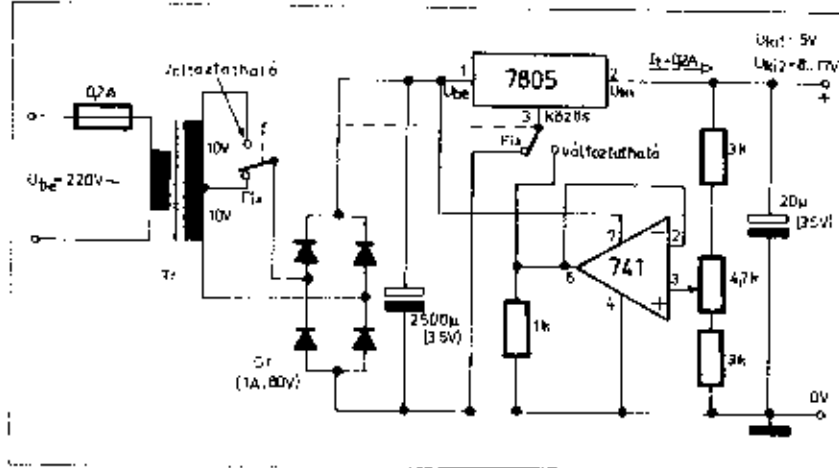
16. táblázat. Ellenállásértékek a 4.79. ábrához

U_{ki} (V)	R_5 (kOhm)
40	42,84
45	48,01
50	53,05
55	58,08
60	64,02
65	69,05
70	74,09
75	79,12
80	84,16
85	89,19
90	94,23
95	99,26
100	104,3
110	114,4
120	124,4
130	134,5
140	144,6
150	154,7
160	164,7
170	174,8
180	184,9
190	194,9
200	205,0
210	215,1
220	225,1
230	235,2
240	245,3
250	255,4

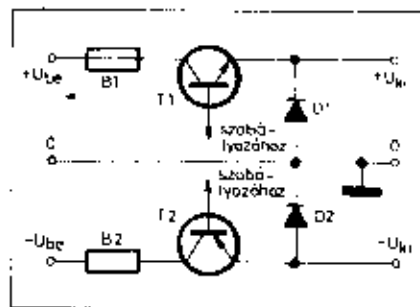
A 4.73. ábrán kettős kimeneti feszültségű stabilizátor-kapcsolások láthatók. Kettős kimeneti feszültség előállítása két rögzített feszültségű stabilizátor felhasználásával a 4.72.a. ábra szerinti kapcsolási séma szerint valósítható meg. A b. ábra áramkörénél a pozitív kimeneti feszültséget egy három kivezetéssel ellátott rögzített fe-

szültségű, a negatív kimeneti feszültséget pedig egy névelési erősítővel felépített stabilizátor-kapcsolás biztosítja.

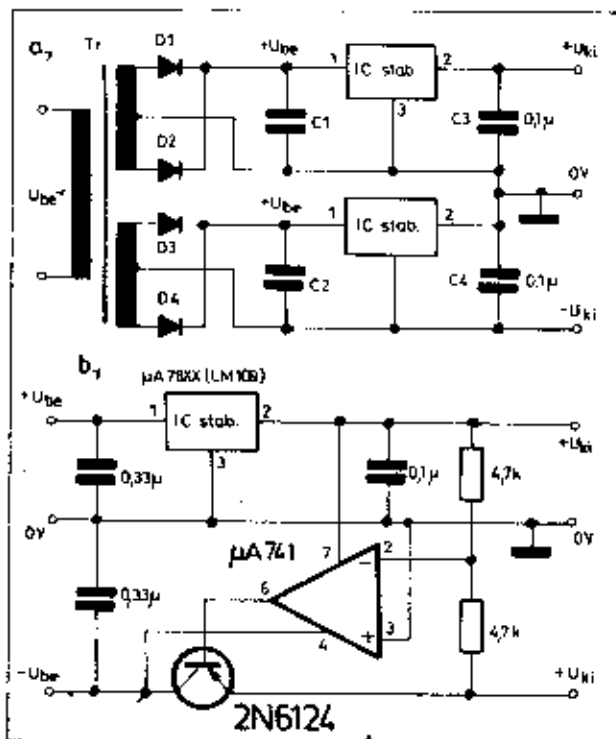
A kettős kimeneti feszültségű stabilizátoroknál gyakran keletkezik fölfüggetlen zárlat. Ez esetben az áteresztő elemekre kétszeres feszültség juthat. Amennyiben a 4.73. ábra áramkörre szerint nagyobb áteresztő áramú diódákat (D_1 , D_2) kötünk záróirányban a kimenetekre, akkor a $+U_{ki}$ és $-U_{ki}$ kábelek rövidrezárisakor nem juthat kétszeres feszültség a külső áteresztő tranzisztorokra.



4.71. ábra. Rögzített és változtatható kimeneti feszültség előállítására rögzített U_{be} pozitív feszültségű stabilizátorral



4.75. ábra. Kettős típusú feszültség osztóval



4.72. ábra. Kettős kimeneti feszültség előállítására; a) két integrált stabilizátorral; b) integrált stabilizátorral és műveleti erősítő kombinációval

14. táblázat. A 4.77. ábra kapcsolási módjára vonatkozó

U_{ki} (V)	R_1 (kohm)	R_2 (kohm)
7,6	0,83	0,92
8	0,81	0,72
8,6	1,28	1,08
9	1,76	1,40
9,6	2,23	1,68
10	2,71	1,94
11	3,60	2,38
12	4,61	2,75
13	5,58	3,08
14	6,51	3,33
15	7,47	3,61
16	8,45	3,74
17	9,27	3,94
18	10,3	4,10
19	11,3	4,24
20	12,2	4,37
21	13,2	4,48
22	14,1	4,59
23	15,1	4,68
24	16,0	4,77
25	17,0	4,86
26	17,9	4,93
27	18,9	5,00
28	19,8	5,06
29	20,8	5,12
30	21,7	5,18
31	22,7	5,23
32	23,6	5,28
33	24,6	5,33
34	25,6	5,37
35	26,5	5,41
36	27,4	5,45
37	28,4	5,49

összege adja a kapcsolás kimeneti feszültségét:

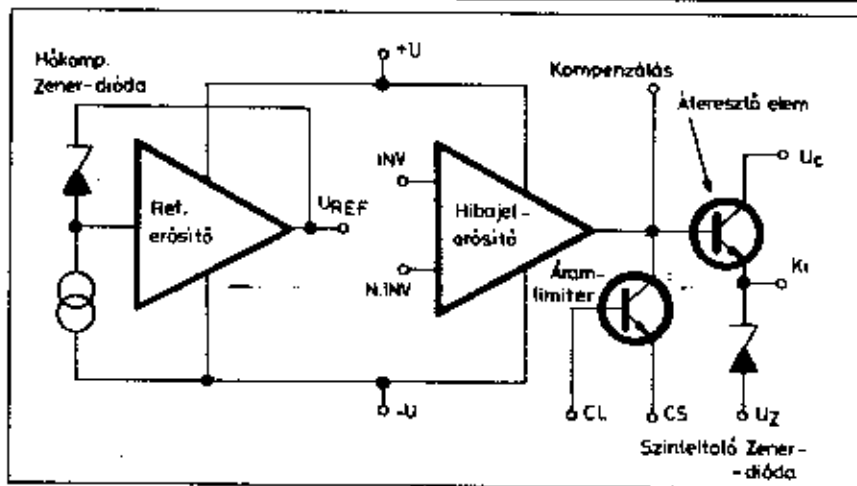
$$U_{ki} = (I_0 + I_{ref}) R_2 + U_{xx}$$

Behelyettesítve I_{ref} értékét:

$$U_{ki} = (I_0 + \frac{U_{xx}}{R_1}) R_2 + U_{xx} = U_{xx} (1 + \frac{R_2}{R_1}) + I_0 R_2$$

Más szóval, amennyiben a közös kivezetést feszültségosztóról tápláljuk, akkor az osztóviszony módosítása a kimeneti feszültség változásához vezet.

A 4.71. ábrán μA 7805; MC 7805C, vagy LM 340-05 és LM 741 típusú integrált áramkörrel felépíthető, kettős kapcsolóval kiválazható 5 V-os rögzített, vagy 8...17 V között szabályozható kimeneti feszültségű tápegység áramkört kialakítására létható példa.



4.74. ábra. A FAIRCHILD-cég által gyártott μA 723 típusú integrált áramkör tömbvázlata

két bemeneti jel különbségével arányos hibajel jelenik meg:

– az egyenfeszültség-erősítőt, amely az összehasonlító áramkörből érkező különbségi jelet akkora szintre emeli, hogy az elegendő legyen a beavatkozó elem vezérléséhez;

– a beavatkozó (szabályozó) elemet, mely elvégzi az állandó kimeneti feszültség fenntartásához szükséges beállítását;

– az áramkorlátozót és esetleg az előszabályozót.

Mint látható, az integrált stabilizáló áramkör ugyanazokat a funkciókat tölti be, mint diszkrét megfelelője. Belső áramköri konstrukciója viszont attól igen eltérő lehet.

Rögzített kimeneti feszültségű miniatűr stabilizátorok felhasználása

A rögzített kimeneti feszültségű integrált stabilizátorok három kivétellel rendelkeznek: bemenet, kimenet és a közös földpont. Többnyire szabványos teljesítménytranszisztor tokba építik be őket. Ezeket a stabilizátorokat úgy kezelhetjük, mint egyetlen áramköri elemet, függetlenül belső kapcsolásuk speciális tulajdonságaitól.

A 13. táblázatban rövid áttekintést adunk a jelenleg kapható fix feszültségű integrált stabilizátorokról. Az összes típust nem sorolhattuk fel, és az adatlapokon megadott nagyszámú jellemzők közül is csak azokat választottuk ki, amelyek a felhasználónak közvetlen jelentőséggel bírnak. A következőkben bemutatott kapcsolási példák néhány alkalmazási lehetőséget mutatnak. Belőlük újabb megoldások is levezethetők. További áramköri elemek felhasználásával a rögzített kimeneti feszültség helyett szabályozható kimeneti feszültség is előállítható.

Positív kimeneti feszültség előállítására mutatunk példát a 4.67. ábrán. A kapcsolásban a stabilizátortan tápforrást át kell hidalni egy C_1 kondenzátorral is, hogy megakadályozzuk az esetleges berúgásokat, amelyek hibás működést okozhatnak. E kondenzátor csak akkor szükséges, ha az integrált stabilizátor jelentős távolságra helyezkedik el a szabályozatlan egyenfeszültség-forrás kimenetén levő szűrőkondenzátortól. A C_1 kondenzátor java-

13. táblázat. Néhány integrált, rögzített kimeneti feszültségű stabilizátor főbb adatai

gyártó	Típus	Bemeneti feszültség: U_{in} (V)	U_{in} (V)	I_{KS} (A)	S_1 (mV)	P_1 (W)	R_{th} (m Ω)
Fairchild	μ A 7805	7...35	5	1	3	15	17
	μ A 7806	8...35	6	1	5	15	19
	μ A 7808	10...35	8	1	8	15	19
	μ A 7812	14,5...35	12	1	10	15	18
	μ A 7815	17,5...35	15	1	11	15	19
	μ A 7818	21...36	18	1	15	15	22
	μ A 7824	27...40	24	1	18	15	26
	Motorola	MC 7805 C	7...35	5	1,5	2	16
MC 7806 C		8...35	6	1,5	3	16	35
MC 7808 C		10,5...36	8	1,5	4	15	40
MC 7812 C		14,5...36	12	1,5	6	10	75
MC 7815 C		17,5...35	15	1,5	8	10	85
MC 7818 C		21...35	18	1	10	10	110
MC 7824 C		27...40	24	1	14	10	160
MC 7905 C		-10	-2	1	-	10	-
MC 7906 C		-10	-5	1	-	10	-
MC 7908 C		-11	-6	1	-	10	-
MC 7908 C		-14	-8	1	-	10	-
MC 7912 C		-19	-12	1	-	10	-
MC 7915 C		-23	-15	1	-	10	-
MC 7918 C		-27	-18	1	-	10	-
MC 7924 C		-33	-24	1	-	10	-
MC 148 A		± 30	± 15	0,1	9	-	-
Thomson-CSF	SFC 2805	35	5	1,5	3	20	-
	SFC 2806	35	6	1,5	5	20	-
	SFC 2808	35	8	1,5	8	20	-
	SFC 2812	35	12	1,5	10	20	-
	SFC 2815	35	15	1,5	11	20	-
	SFC 2818	35	18	1,5	16	20	-
SFC 2824	40	24	1,5	18	20	-	

solt kapacitásértéke a μ A 78XX, μ A 78MXX, MC 78XX, SFC 28XX, illetve az LM109/209/309, SG109/209/309, LM340-XX típusoknál 330, illetve 220 nF.

Azoknál az integrált stabilizátoroknál, amelyek nincsenek ellátva belső polaritás- és bemeneti rövidzárvédelemmel, ajánlatos a funkciók külső diszkrét elemekkel történő megvalósítása. Ha fennáll annak a lehetősége, hogy a bemeneti feszültség polaritása megfordulhat (pl.: telepés készülékek), az integrált stabilizátort védeni kell (lásd: 4.68. ábra) az áramkörbe beiktatott D₁ és B elemek segítségével. Ellentétes polaritású bemeneti feszültség esetében a D₁ dióda vezetővé válik és a B biztosíték kiolvad. Normál üzemben – ellentétben a soros diódás polaritásvédelemmel – semmiféle hátránya nincs. A bemeneti oldalon létrejövő rövidzár esetén (pl.: pufferkondenzátor zárlata, stb.) a szabályozó még jobban kinyitja, s ugyanakkor a kimeneten levő feltöltött állapotú C₂ kondenzátor inverz

üzembe kényszeríti az átvezető tranzisztor. Ennek elkerülésére szolgál az áramkörbe iktatott D₂ dióda.

Nagyobb kimeneti áram előérére a 4.69. ábrán látható áramkör megoldások alkalmazhatók. A terhelhetőség közel kétszeresére növelhető, pl. két párhuzamosan kapcsolt integrált stabilizátorral (a ábra). A nagyobb terhelőáram biztosítására célzerűbb azonban külső soros átvezető tranzisztoros kapcsolást alkalmazni. A b ábra kapcsolásánál a maximális terhelőáramot lényegében a T₁ soros átvezető tranzisztor szabja meg. A megépített áramkör terhelés-stabilitása 2 mV, ha $+U_{be} = 10$ V; $I_L = 0 \dots 10$ A. A bemenet-stabilitás 20 mV; $I_L = 10$ A terhelőáram és $U_{be} = 9 \dots 12$ V bemeneti feszültség esetében. A b ábra áramkörnek rövidzárvédelemmel kiegészített változata a c ábrán látható.

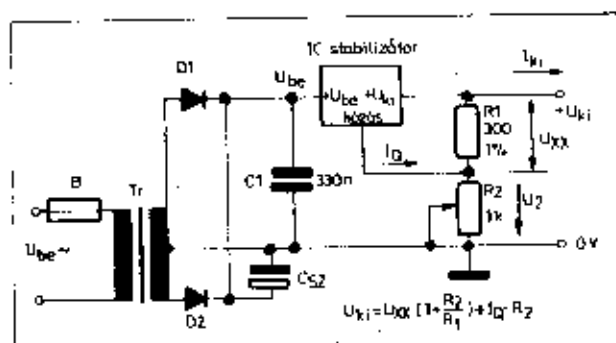
Bár a fix feszültségű integrált stabilizátorokat állandó kimeneti feszültségre tervezték, lehetséges azonban őket változtatható kimeneti feszültségű stabilizátorként is felhasználni (4.70. ábra). A stabilizált kimeneti feszültség rákerül az R₁ ellenállás kapcsára, létrehozva egy referencia-áramot:

$$I_{ref} = \frac{U_{xx}}{R_1}$$

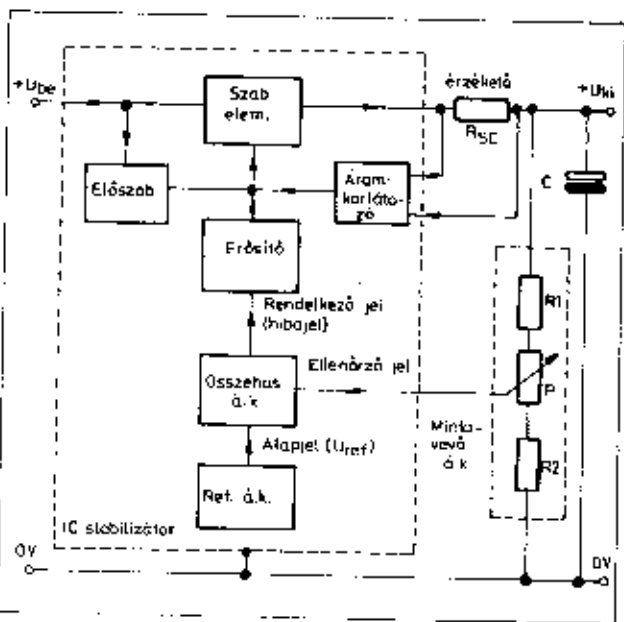
A stabilizátor nyugalmi árama, amely a közös földkapocsa felől folyik, hozzáadódik ehhez. Ez az összevont áram egy feszültségcsúst hoz létre az R₂ ellenállás kapcsán, melynek értéke:

$$U_2 = (I_Q + I_{ref}) R_2$$

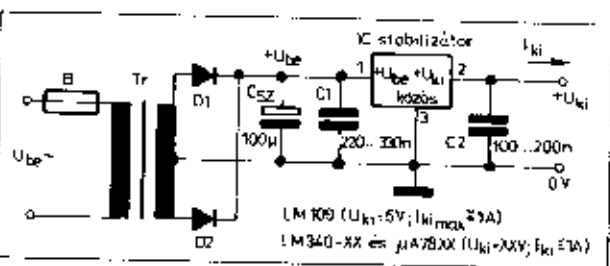
Az R₂ ellenálláson eső feszültség és az R₁ ellenálláson eső U_{xx} feszültség



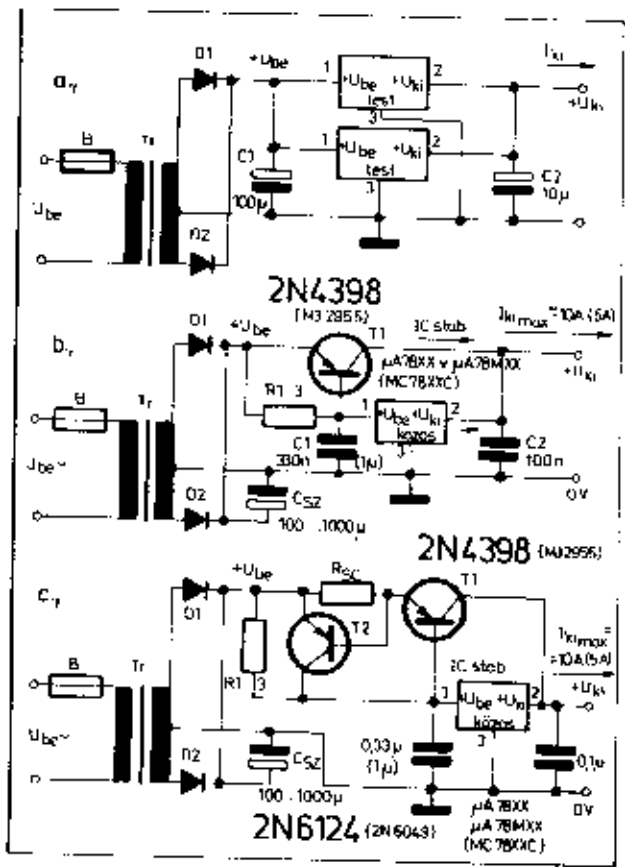
4.70. ábra Változtatható kimeneti feszültség előállítására rögzített pozitív feszültségű stabilizátorral



1.66. ábra. A monolitikus integrált áramkörön feszültség-stabilizátor tömbvázlata



1.67. ábra. Rögzített pozitív kimeneti feszültség előállítás három kivételével rendelkező integrált stabilizátorokkal



1.69. ábra. Rögzített kimeneti feszültségű integrált stabilizátorok terheléskorlátozásának növelése: a) párhuzamosan kapcsolt stabilizátorokkal; b) és c) külön áteresztő tranzisztorral

A C_2 -es pufferkondenzátor kapacitása függ a terheléáram értékétől. Névleges feszültségeinek pedig legalább másfélszeresen meg kell haladnia a transzformátor szekunder feszültségének értékét. A 0,5; 1,0; 2,0, ill. 5 A terhelhetőségű tápegységhez 1000; 2000; 4000 ill. 10000 μF kapacitású pufferkondenzátort kell használni (C_2). A C_2 kondenzátor névleges feszültségét ugyanakkorára kell választani, mint a C_1 kondenzátorét.

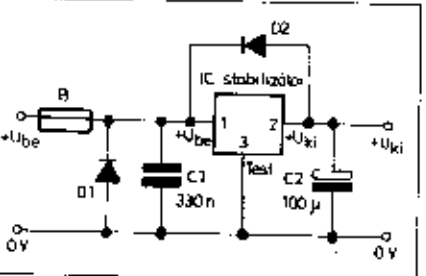
A 1.64. ábra áramköri rajza alapján megépíthető tápegység jellemző adatai a következők:

- $U_{ki} = 6 \dots 60 \text{ V}$
- $I_{ki, \max} = 1,5 \text{ A}$, T_1 külső tranzisztorral 10 A
- A kimeneti feszültség megváltozása a kimenetáram 100 mA-es ugrásakor: 1,2 mV
- A bűgőfeszültség-elnyomás értéke: 100 dB
- A stabilizációs tényező: 60 dB (U_{be}/U_{ki})
- Áramhatárolás: beállítható.
- A maximális disszipált teljesítmény a T_1 , ill. T_2 tranzisztoron (megfelelő hűtéssel): 10, ill. 100 W.

1.4.3. Integrált áramkörökkel felépített tápegységek

A monolitikus integrált feszültség-szabályozók öterjedésével az elektronikus készülékek tápegysége ma már nem nagyszámú diszkrét elemből, hanem egyetlen integrált áramkörből épül fel.

Ma már műszakilag és gazdaságilag is előnyösebb integrált szabályozós tápegységet készíteni. Ezek a szabályozók kis terheléáram esetén a kimeneti feszültség beállítását lehetővé

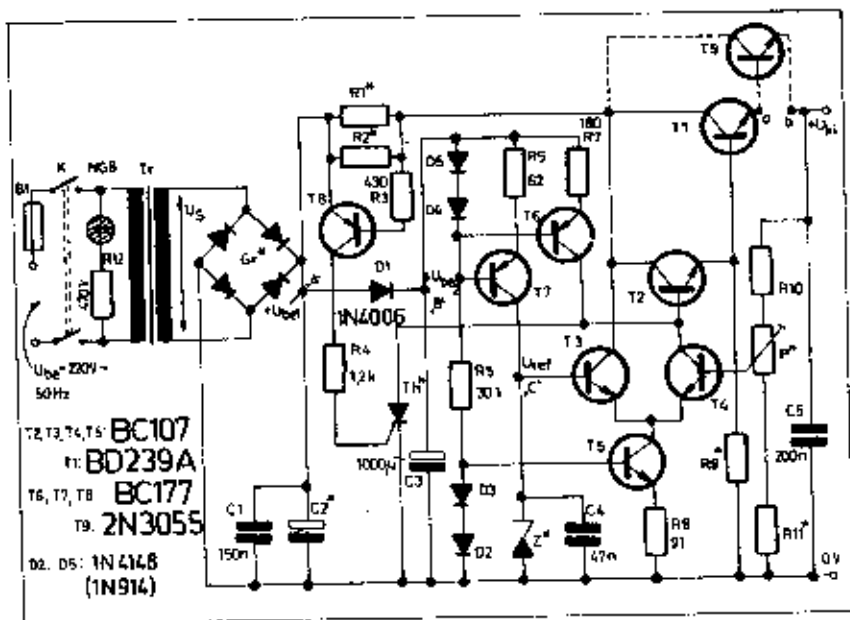


1.68. ábra. Pozitív kimeneti feszültségű integrált stabilizátor védelme a fordított polaritású bemeneti feszültség és a bemeneti oldalon keletkező rövidzár ellen

tevé feszültségosztón, a frekvencia-kompenzáló kapacitáson, valamint a kimeneti áram korlátozására szolgáló árammérővel ellenállison kívül – gyakorlatilag minden alkotórészt egyetlen tokban tartalmaznak. Ezek az áramkörök igen kis méretűek és kiváló jellemzőkkel rendelkeznek. Már említettük, hogy egy integrált áramkörös stabilizált tápegység adott esetben olcsóbb lehet, mint egy stabilizálatlan, különösen akkor, ha alacsony bűgőfeszültség elérése a cél. Az integrált szabályozóknál lényegesen kisebb kapacitású szűrőkondenzátorok alkalmazhatók. Itt a szabályozó „nyeli el” az egyenletlenségeket. Gyakran a szűrőkondenzátorok költségében jelentkező különbség nagyobb, mint a szabályozó ára. A nagy szűrőkondenzátorok a tápegység méretét pedig nem kívánt mértékben növelik.

A monolitikus integrált stabilizátor áramkörök tartalmaznak (1.66. ábra):

- A referencia-áramkört, mint az alapjelet előállító egységet;
- az összehasonlító áramkört, mely mintát vesz a kimeneti feszültségből, s azt összehasonlítja a referencia-feszültséggel. Az áramkör kimenetén a



4.64. ábra. Nagy stabilitású áteresztő tranzisztoros stabilizált tápegység

feszültség hőmérsékleti együtthatótól függő megváltozása.

Referenciafeszültség előállítására kisteljesítményű Zener-diódákat kell felhasználni (általában 200...500 mW). Az alkatlapokat gondosan megvizsgálva, megállapíthatók, hogy a garantált Zener-feszültségértéket (tartományt) csak egy bizonyos áramra, illetve áramtartományra adják meg. A Zener-diódákat ezért célszerű állandó áramról üzemeltetni, hogy a tápáram ingadozásai ne okozzanak nagyobb feszültségeltéréseket, mint a hőmérsékletváltozások.

A 4.65.a ábrán látható kapcsolás ki-egészíti ezeket a kívánalmakat. A Zener-diódát az állandó áramot biztosító T_7 -es tranzisztorról tápláljuk meg. A tranzisztornak a bázisfeszültségét a két nyitóirányban előfeszített – szilícium dióda (D_1 és D_2) segítségével állandó értéken tartjuk. A kollektoráram így a tápfeszültségnek a csökkenésekor is állandó értékű marad. Ez az áram határozza meg a Zener-dióda munkapontját.

A tápegységet túláranyvédő kapcsolással is ellátnuk, mely a T_8 tranzisztorból, a T_9 tirisztorból, valamint az R_1 , R_2 , R_3 és R_4 ellenállásokból áll. A kimeneti áram feszültségessét hoz létre az R_1 és R_2 párhuzamosan kapcsolt ellenállásokon, s így a T_9 tran-

zisztor kinyit, ha a kimeneti áram értéke meghaladja a megengedett legnagyobb áramot. Ekkor a tirisztor begyújt s lecsökkenti a T_9 tranzisztor bázisáramát, aminek az a következménye, hogy a kimeneti áram is csökken. A felhasználható tirisztor-típusok: 2N1595; 2N1596; 2N878; 2N879, stb.

Az R_1 és R_2 párhuzamosan kapcsolt ellenállások eredőjének szükséges értéke:

$$R_1 \times R_2 \approx \frac{0,6}{I_{\text{max}}} \quad (\text{ohm, A})$$

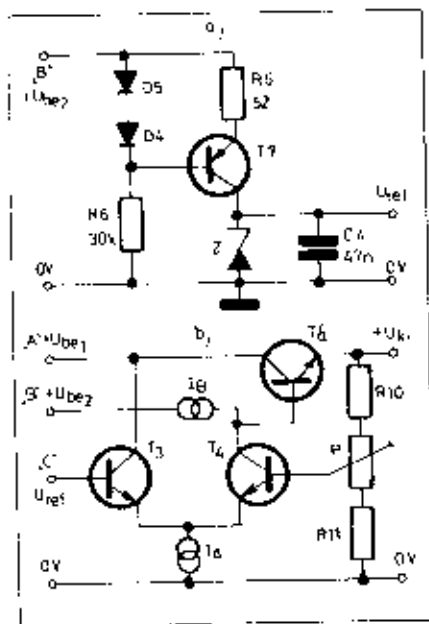
ahol I_{max} a kimeneti áramnak az az értéke, amelynél az áramhatárolásnak működésbe kell lépnie.

A 4.64. ábra kapcsolása alapján a csillaggal jelzett alkatlalomnak megfelelő megválasztásával 6...50 V közötti kimeneti feszültséggel rendelkező és 1,5...10 A terhelhetőségű tápegységek építésére nyílik lehetőség. A T_1 , BD239A típusú tranzisztor alkalmas 1,5 A-nál nagyobb (a és b pontok ekkor rövidre zártak). A T_9 , 2N3055 típusú tranzisztor bekötésével a tartósan megengedhető kimeneti áram értéke elérheti a 10 A-t is. Megfelelő hűtésről természetesen gondoskodni kell.

A 12. táblázatban megtekinthető, hogy a stabilizált kimeneti feszültség függvényében mikorra kell választanunk a 4.64. ábra kapcsolásában a csillaggal jelölt elemek értékét.

Amennyiben a kimeneti feszültségnek a Zener-feszültség és a maximális kimeneti feszültség között állíthatónak kell lennie, akkor az R_{10} -es ellenállást rövidre kell zárni és az R_9 ellenállás értékét 1,2 kohmra kell választani.

A Graetz-kapcsolású egyenirányító elemének megválasztásakor ügyelnünk kell arra, hogy ezeknek a maximális terhelésáramot és rájuk eső zárófeszültséget el kell viselniük.



4.65. ábra. A 4.64. ábra kapcsolásának referenciafeszültségforrása (a) és a áramhatárolókör egyszerűsített áramköri felépítése (b)

12. táblázat. A 4.64. ábra csillaggal jelölt alkatlomainak

U _{ki} (V)	Tranzisztorbázis feszültség U ₇ (V)	P (kD)	R ₁₀ (kD)	R ₉ (kD)	R ₈ (kD)	Z
6	12	2,5	1,3	20	2,7	ZPD 5,6 (U _Z = 5,6 V)
9	12	5,0	12	20	2,7	
12	12	5,0	27	27	2,7	
15	18	5,0	90	22	2,7	
24	24	5,0	27	6,2	4,7	
30	30	5,0	36	8,2	4,7	
40	40	5,0	62	9,1	1,7	
50	60	5,0	75	0,1	5,1	

$$R_1 \times R_2 \approx \frac{0,6}{I_{\text{max}}}$$

sor- szám	Hálózati transzformátor					Bázelelemtípus
	Mag(1)	n_p (tünet)	U_{II} (V/Hz)	n_s (tünet)	U_s (mV/Hz)	
1.	M 42/15	4700	0,1	218	0,38	B30C800/350 (4x8SEK 1)
2.	M 55/20	2580	0,13	118	0,70	B30C2000/1200
3.	M 42/15	4700	0,1	300	0,31	B30C350/250 (4x8SEK 1)
4.	M 55/20	2580	0,13	158	0,55	B30C800
5.	M 42/15	4700	0,1	350	0,34	B30C350/250 (4x8SEK 1)
6.	M 55/20	2580	0,13	170	0,53	B30C800
7.	M 42/15	4700	0,1	680	0,26	B30CX220/150 (4x8SEK 1)
8.	M 55/20	2580	0,13	340	0,45	B30C850/400 (4x8SEK 1)
9.	M 55/15	4700	0,1	396	0,34	B30C2350/250 (4x8SEK 1)
10.	M 45/20	2580	0,13	178	0,50	B30C300 (4x8SEK 1P)

(1) Datasheetek IV., váltakozó áramú táp-részeiben

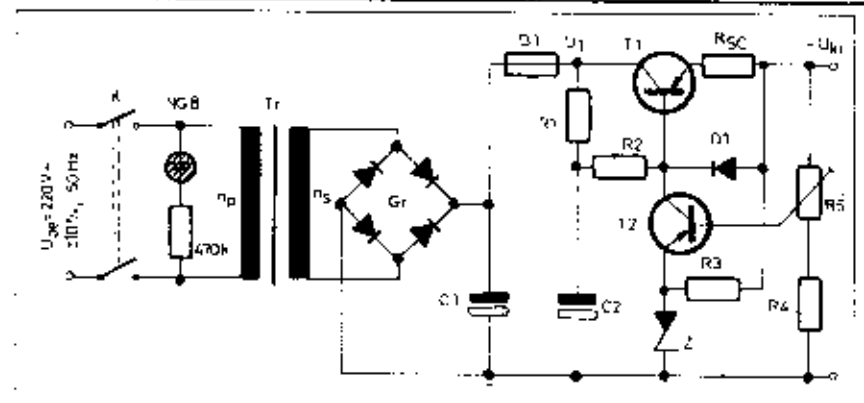
A 4.64. ábrán nagy stabilitással rendelkező gyors szabályozási sebességű stabilizált tápegység látható. Erzékeny erősítőkből és digitális áramkörökből álló kapcsolásoknál már az egészen rövid idejű feszültségváltozások is zavarólag hatnak. Ezért az ilyen áramköröknél alkalmazott tápegységeknek igen jó transzientsítvitel, valamint kis hűgőfeszültség-értékkel kell rendelkezniük.

A 4.64. ábrán látható stabilizált tápegység is zavarólag hatnak. Ezért az ilyen áramköröknél alkalmazott tápegységeknek igen jó transzientsítvitel, valamint kis hűgőfeszültség-értékkel kell rendelkezniük.

A 4.64. ábrán látható stabilizált tápegység

11.5 táblázat

U_{ki}/I_{ki} típus	r_{ki}	U_b I_{ki} típus esetén	U_{b1} 0,5 I _{ki} típus esetén
(V/mA)	(ohm)	(mV)	(mV)
6/250	1,6	5	1,5
6/1000	0,3	7	3,5
9/200	0,2	0,6	0,2
9/700	0,15	1,0	0,3
12/200	0,1	1,0	0,7
12/700	0,6	0,6	0,3
24/100	5,0	2,5	1,2
24/300	3,0	4,5	1,5
6 ... 12/200	0,6 ... 0,9	5,0	1,5
6 ... 12/700	0,2 ... 0,6	1,5	0,3



4.63. ábra. Átereszte transzisztoros feszültségstabilizátor

egység működését a 4.65. b. ábrán látható egyszerűsített kapcsolás alapján követhetjük nyomon. A T_1 és T_2 tranzisztorok differenciáerősítő képeznek. A T_1 tranzisztor kollektoránál vezéreljük a T_2 átereszte tranzisztor. A vezérlőfeszültség a „C” ponton lévő referenciafeszültség (U_{ref}) és a U_b ponton megjelenő kimeneti feszültség leosztott részének összehasonlítása révén adódik.

Az átereszte tranzisztor változtatható értékű ellenállásként viselkedik: az értéke mindenkor akkorára áll be, hogy a referenciajel értéke és a szabályozott jellemzőnek a pillanatértéke összhangban legyen.

Az átereszte tranzisztor bázisáramát az I_b áramgenerátor biztosítja (T_2 a 4.64. ábrán). Ez képezi egyúttal a T_2 -es tranzisztor munkaiállását is, mely igen nagy értékű ellenállást jelent. Ebből következik, hogy a T_2 tranzisztor jelentős mértékben erősíti a különbségi jeleket. Az I_b áramgenerátor alkalmazása egyúttal lehetetlenné teszi a nem stabilizált tápfeszültség visszahatását az átereszte tranzisztor bázisára.

A differenciáerősítő alkotó tranzisztorok emitterkörében is található egy áramgenerátor (I_e), melynek révén elérhető, hogy a különbségi jelekre nézve rendkívül kicsi legyen az emitter-impedancia.

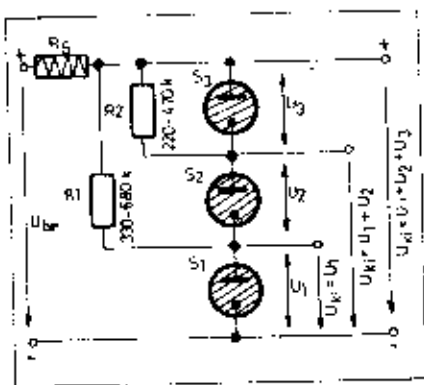
Az áramgenerátorok tápfeszültségét (lásd 4.64. ábra) a nem stabilizált tápfeszültségről esztoljuk ki a D_2 -es és a D_4 elemek segítségével. Ennek a megoldásnak az az előnye, hogy a D_1 dióda nagy záróáramú ellenállása folytán a szabályozóból származó visszahatások nem okozhatnak káros hatásokat (bevezetés).

A beavatkozószerveit a T_1 , T_2 (ill. T_3) tranzisztorokból álló Darlington-kapcsolás alkotja.

A kimeneti feszültség a P potenciométerrel állítható be a megfelelő értékre.

A kimenetre csatlakoztatandó elektrolitikus kondenzátor alkalmazásáról lemondtunk, ugyanis ezzel csak rontottuk volna a kimeneti jellemzők jóságát.

A referenciafeszültség-forrásalapelemként azt a kívánalmat tűmeztük, hogy stabil vonatkoztatási feszültséget szolgáltatson és e feszültség nagymértékben független legyen a hálózati feszültség és a hőmérséklet ingadozásaitól. Általában Zener-diódák használatosak referenciafeszültség-forrásként. A köztudatban az a nézet járja, hogy bármilyen Zener-dióda alkalmas erre a célra. A gyakorlatban azonban ez nem így van. A legjobb stabilizációs tulajdonságokkal rendelkező Zener-diódák Zener-feszültségei 5...7 V között vannak, mivel mind a magasabb, mind az alacsonyabb Zener-feszültségű diódák differenciális ellenállása nagyobb. A diódnál átfolyó áram megváltozásakor a diszzipálció is megváltozik, ez hőmérsékletváltozást okoz, melynek következménye a Zener-



4.60. ábra. Stabilizátorok soros kapcsolású különböző kimeneti feszültségek előállítására céljából

feszültség valamivel nagyobb, mint a névleges égési feszültség. Több eső esetén ez a hatás összeadódik. Így járulékos párhuzamos ellenállásokkal teszhető lehetővé a biztos begyűjtés (R_1 és R_2).

Sokkal nagyobb stabilizálási tényező érhető el (4.61. ábra) kaskád-kapcsolású stabilizálással, amelyet kétfokozatú feszültség-stabilizáló alapkapcsolásnak kell tekinteni. A második stabilizáló elemnek (pl.: stabilizátorcső, Zener-dióda) csak a terhelőáram megváltozásaira kell stabilizálni, hiszen a bemenet felől már stabil egyenfeszültséget kap. A kapcsolás üresold stabilizálási tényezőjét a két stabilizálási tényező szorzata adja (100... 200-szoros érték).

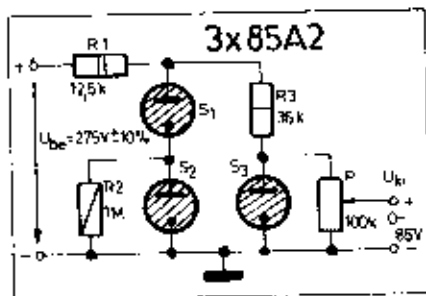
A 4.62. ábrán látható gyakorlati kapcsolásban 85A2 típusjelű, 85 V égési feszültségű csövet használtunk. Legkedvezőbb munkaponti árama 6 mA. Ez esetben drifkje jobb, mint $0,3\%$ és az égési feszültség hőmérsékletfüggése $0,8 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. A kapcsolás mérési adatokra kb. 1 mA-rel terhelhető.

4.4.2. Tranzisztoros stabilizált tápegységek

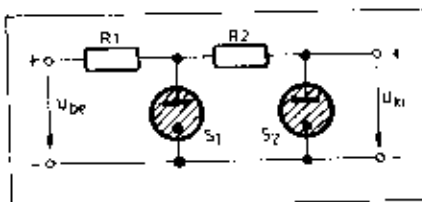
A 4.63. ábrán egyszerű, átteresztő tranzisztoros feszültségstabilizátor látható. A kapcsolásban a mintavevő osztó az R_1 - R_2 elemekből, a referenciacsomagon pedig a Zenerdiólaból épül fel. A mintavevő osztón és a Zenerdiódon eső feszültség különbsége vezérli a T_2 tranzisztort. A T_1 tranzisztor kollektoráramának javarésze az R_1 és R_2 ellenállásokon folyik keresztül. Ezzel a T_1 kollektorárama meghatározza a T_2 átteresztő tranzisztor kollektora és bázisa közötti feszültséget.

Ha a kimenő feszültség emelkedik, akkor a T_2 tranzisztor emittoréhoz képest emelkedik annak bázisán is a (negatív) feszültség. Ennek az a következménye, hogy a T_2 tranzisztor kollektorárama megnő és így a T_1 tranzisztor kollektora és bázisa között egy nagyobb feszültség jön létre. Így módon a T_1 tranzisztor negatív bázisfeszültsége csökken, így csökken annak kollektorárama, mely a kimenő feszültség emelkedése ellen hat.

A T_1 átteresztő tranzisztor rövid idejű túláramvédelmét biztosítja az R_{sc} ellenállás és a D_1 dióda. Az R_{sc}



4.61. ábra. Kétfokozatú stabilizátor nagy stabilitású kimeneti feszültség előállítására



4.62. ábra. Nagy stabilitású kimeneti feszültség előállítására többfokozatú stabilizátorral

árammérzőkellő ellenállást úgy kell meghatározni, hogy a maximális kimenőáram elérésekor az ellenálláson eső feszültség a D_1 dióda küszöbfeszültsége fölé emelkedjen.

Kövidürsített kimenetnél a teljes U_1 bemenő feszültség a T_1 tranzisztorra kerül. Ebben az esetben a T_1 tranzisztorok igen nagy teljesítményt kell disszipálniuk. A megszokott hűtőbordázat segítségével ezt az alkalmazott tranzisztorok csak rövid ideig bírják ki. Így szükségessé válik gyorsan olvadó biztosíték alkalmazása (B_1).

A kimeneti feszültség az R_2 potenciométerrel állítható és a szükséges értékre.

E kapcsolási rajz alapján megépíthető, különböző kimeneti teljesítményt nyújtó tápegységek alkatelméit a 10. és 11.a táblázat tartalmazza.

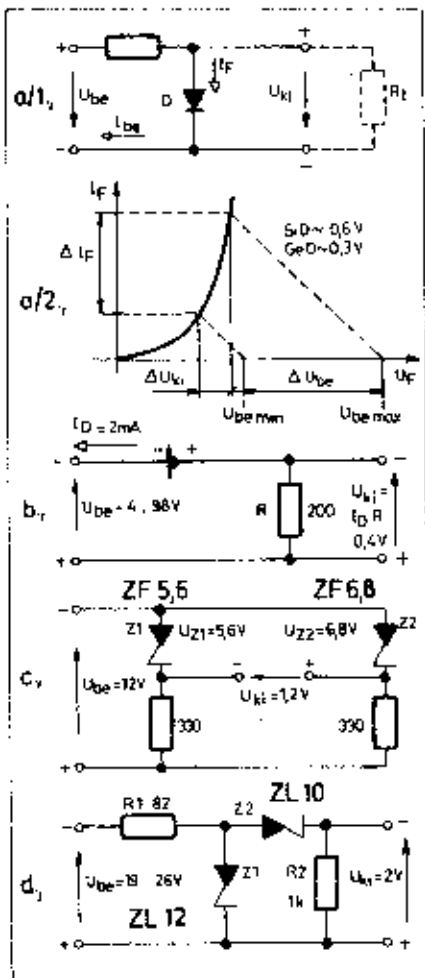
A kapcsolásban az ellenállások terhelhetősége: $R_1, R_2, R_3, R_4, R_5: 0,1 \text{ W}$; $R_{sc}: 1 \text{ W}$. Az átteresztő tranzisztor hűtőcsépe 1 mm-es feketített alumínium lemezt alkalmaztunk. A táblázatban levő adatok maximálisan 40°C környezeti hőmérsékletre vonatkoznak.

A tranzisztorok bétája: AC 128K $B \geq 220$; AD 155 $B \geq 200$; AD 162 $B \geq 120$ legyen.

A megvalósított kapcsolások kimenőellenállása és bűgőfeszültsége teljes (I_{kmax}) és félterhelésnél ($1/2 I_{kmax}$) a 11.b táblázatban található.

10. táblázat. A 4.63. ábra alapján megépíthető, különböző kimeneti teljesítményt biztosító tápegységek alkatelméitől

Sor-szám	U_{be} (V)	I_{kmax} (mA)	Z	D_1	T_1	Hőcsap (mm)	T_2	Ellenállások					Kondenzátorok	
								$R_1 - R_2$ (Ω)	R_3 (k Ω)	R_4 (Ω)	R_5 (Ω)	R_{sc} (Ω)	C_1 (μF)	C_2 (μF)
1.	6	200	ZF 5,6	BAY 44	AC 128 K	50×50	AC 125	1000	2,2	820	250	1,1	2000	25
2.	6	1000	ZF 5,6	BAY 44	AD 162	70×70	AC 125	160	2,2	820	250	0,5	5000	100
3.	9	200	ZF 7,5	BAY 44	AC 128 K	60×60	AC 125	1000	2,2	820	250	1,0	2000	25
4.	9	700	ZF 7,5	BAY 44	AD 162	70×70	AC 125	340	2,2	820	250	0,5	5000	100
5.	12	200	ZF 11	BAY 44	AC 128 K	60×60	AC 125	1500	2,2	820	250	1,0	2000	25
6.	12	700	ZF 11	BAY 44	AD 162	70×70	AC 125	510	2,2	820	250	0,5	5000	100
7.	24	100	ZF 22	BAY 44	AC 128 K	90×60	AC 125	1500	4,3	5600	1000	2,7	800	20
8.	24	300	ZF 22	BAY 44	AD 162	70×70	AC 125	820	4,3	5600	1000	1,0	2000	50
9.	6...12	200	ZF 5,6	BAY 44	AD 155	110×110	AC 125	1500	2,2	470	500	1,0	2000	25
10.	6...12	700	ZF 5,6	BAY 44	AD 162	140×140	AC 125	510	2,2	470	500	0,5	5000	100



4.57. ábra. Kifeszültségű feszültségstabilizátorok

hető (b ábra). A c ábrán a K kapcsoló zárásával a két Zener-dióda párhuzamosan kapcsolódik. Ekkor a nagyobb Zener-feszültségű Z₂ dióda hatástalan marad, mivel a kimeneti feszültséget az alacsonyabb letörési feszültségű dióda határozza meg. A d ábrán a kimeneti feszültség a szilícium diódák rövidzárásával, illetve nyitásával változtatható. Az e ábrán a kimeneti feszültség a potenciométerrel 12... 15 V között állítható.

Sok esetben szükséges a kis feszültségértékek stabilizálása. Zener-diódákat csak 2,3 V felett tudnak előállítani. Kiseb követelmények kielégítésére nyitórányban kapcsolt germanium vagy szilícium diódás kapcsolás is megfelelő (lásd 4.57. a/1. ábrát). Az egyirányító diódák feszültségességének változása (ΔU_{ki}) elég nagy áramingadozások mellett is viszonylag kicsi (a/2 ábra).

Prezízus kifeszültségű referencia-feszültség-forrás készíthető térvezérelésű áramstabilizáló dióda alkalmazásával (4.57. b. ábra). A dióda ilyenkor meghatározott állandó értékű áramot hajt át egy ismert értékű ellenálláson.

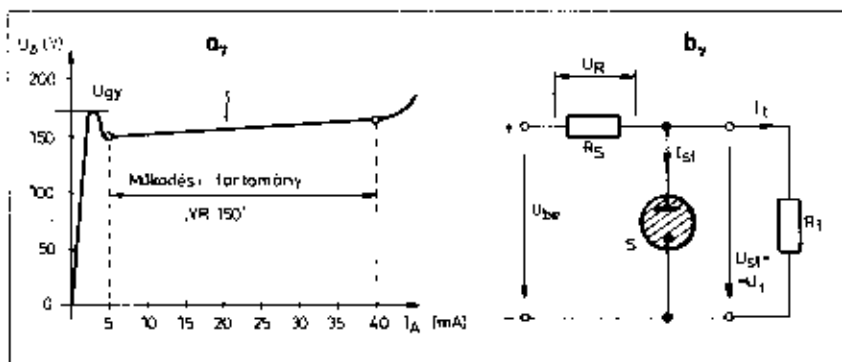
A c ábra hálkapcsolású kifeszültségű stabilizáló áramkört mutat. A d

ábrán a 12 V-os Zener-feszültegből 10 V-os diódát felhasználó Zener-diódás osztóval 2 V feszültséget kapunk. A Z₂ dióda a kimenetre vonatkozóan nem stabilizál, sőt a Z₁ dióda feszültségváltozásai osztás nélkül átjutnak a kimenetre.

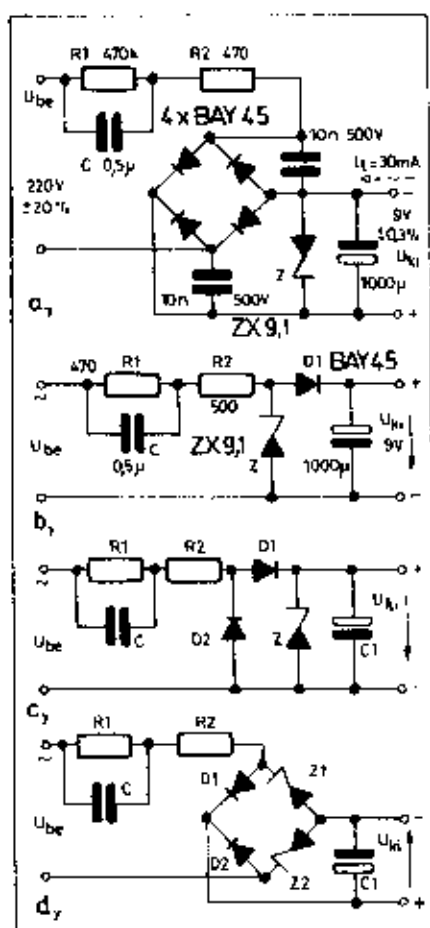
A 4.58. ábrán transzformátor nélküli Zener-diódás hálózati stabilizált tápegységek láthatók. Ezek a tápegységek csak megfelelő életvédelmi óvintézkedések betartásával üzemeltethetők. A feszültségjuttatás teljesítményvesztés nélkül, kapacitív ellenállással biztosítható. Az 50 Hz-es hálózati frekvencián, ha a kapcsolásokban 0,5 μ F-os kondenzátort használunk, akkor az kb. 6,4 kohm kapacitív ellenállást képvisel. A kapcsolásokban a teljes előtétellenállást a C kondenzátor és a vele sorbakapcsolt R₂ ellenállás határozza meg. A b és a d ábra áramköröknek működése lényegében a 4.18. és 4.15. ábrán mutatott áramkörök működésével azonos. A c ábránál Simon-feszültségkétszerezőről tápláljuk a Zener-diódát. Az áramkörben a Zener-dióda előtétellenállását itt is a C kondenzátor és az azzal sorbakapcsolt R₂ ellenállás alkotja.

Parazsfény-stabilizátoros csőes feszültségstabilizálás

A parazsfény-stabilizátoros cső olyan gáztöltésű dióda, amelyben a ködfénykibúcsú fizikai tulajdonságait használják ki. Begyűjtött állapotukban a rajtuk eső feszültség gyakorlatilag nem függ az átfolyó áramtól (4.59. ábra). Az ilyen csővek kapcsolási feszültsége a gáztöltéstől függően 75...150 V értékű. A stabilizátor alapáramköre a 4.59. b. ábrán látható. A méretezés lényegében megegyezik a Zener-diódás stabilizátorokra vonatkozókkal. Itt is először a stabilizáló elemet (feszültség, áramhatárok) kell a terheléshez viszonyítva kiválasztani, majd az R₂ értéket kell kiszámítani. A bemeneti feszültség értéke a gyakorlatban a kimeneti feszültség 1,5...2-szerese. A parazsfény-stabilizátoros csővek belső ellenállása típusától függően 50...200 ohm. Az alkapcsolással



4.59. ábra. A parazsfény-stabilizátoros a) karakterisztikája; b) alapáramköre



4.58. ábra. Transzformátor nélküli Zener-diódás hálózati stabilizált tápegységek

20%-os bemeneti feszültségváltozás esetén a kimeneti feszültség mindössze 1%-ot változik.

Az egy parazsfény-stabilizátoros csővel megvalósítható, 150 V-nál nagyobb, vagy különböző értékű részfeszültségek több cső soros kapcsolásával elérők el (4.60. ábra). A hasonló Zener-diódás kapcsolástól eltérően itt még gyűjtőellenállások is szükségesek. Ugyanis a csővekhez szükséges gyűjtő

Teljesítményfelvétele közel állandó és a terheléstől függetlenül maximális értékű. Igen nagy előnye, hogy a stabilizátor kimeneti kapacitásának rövidrezárása nem eredményezi a szabályozó elem túlterhelését.

A soros stabilizátorokat a kis és nagy teljesítmények esetén is egyaránt alkalmazzák. Teljesítményfelvétele a terheléssel arányosan változik, így változó terhelésnél nagyobb hatásfok érhető el, mint a párhuzamos stabilizátornál. A soros stabilizátor igen nagy hátránya, hogy a kimenet rövidrezártsakor fellépő zárlati áram a szabályozó túlterhelését okozhatja. Megfelelő túláranyvédelemről ezért feltétlenül gondoskodni kell.

A feszültségstabilizáló kétpólusokkal felépített paraméteres, párhuzamos stabilizátorokhoz olyan áramköri elem szükséges, amelynek kapcsolási függvénye a rajta átfolyó áramtól függetlenül állandó. A soros stabilizátor-kapcsolás viszont olyan eszközzel valóítható meg, amelyen az átfolyó áram a rajta eső feszültségtől függetlenül állandó.

4.4.1. Stabilizáló kétpólusokkal felépített egyenfeszültség-stabilizátorok

Zener-diódás feszültségstabilizáló kapcsolások

A Zener-diódák záróirányú jelleggörbéje (4.54.b ábra) abban tér el az egyenirányító diódáktól, hogy saját

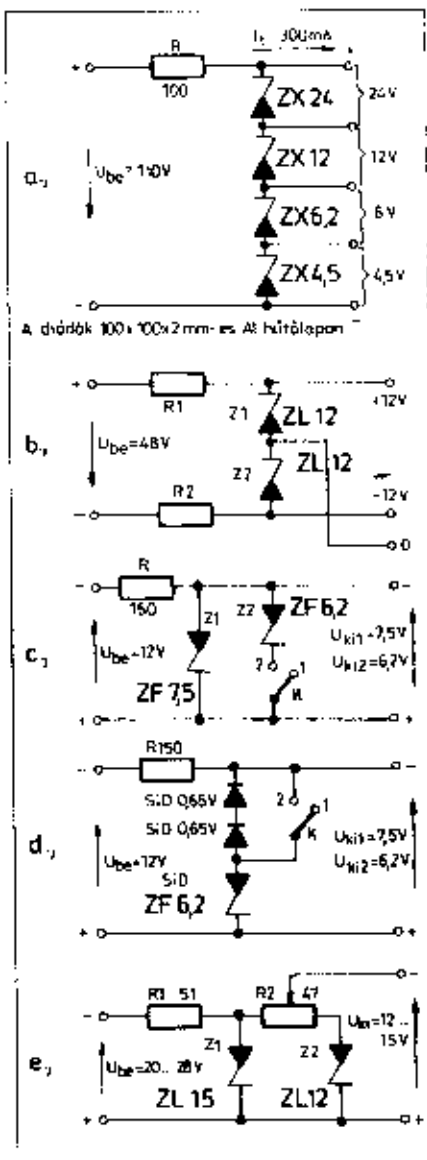
szervezeti kialakítása révén meghatározott feszültségértékeken törik le és a letörés meredekebb.

Egyszerű feszültségstabilizáló kapcsolás példaként a 4.54.a. ábrán R ellenállás és Zener-dióda soros kapcsolását ábrázoltuk. A b ábra szerint a ΔU_{be} bemeneti feszültségváltozáshoz tartozó ΔU_{ki} kimeneti feszültségváltozás annál kisebb, minél meredekebb a dióda letörési jelleggörbéje. Mithogy az R_1 terhelés a Zener-dióddal párhuzamosan van kötve, a kimeneti feszültség közel állandó marad az I_1 terhelésáram változása esetén is. Amennyiben a 4.54.a. ábra kapcsolásába a Zener-diódot helyettesítő képével rajzoljuk be, akkor a c ábra szerinti helyettesítő kapcsoláshoz jutunk. A kapcsolásban r_z a dióda differenciális ellenállása, U_{z0} a letörési feszültség, amelyet olyan feszültségértékként definiálunk, ami a letörési jelleggörbe meghosszabbítását a feszültség-elleny metázi (lásd b ábrát).

Zener-diódákat kb. 2,3 V-tól 250 V feszültségértékekig gyártanak. A legkedvezőbb stabilizálási viszonyokat olyan stabilizátorokkal lehet elérni, amelyekben 5-8 V közötti Zener-diódákat alkalmazunk. Ha nagyobb feszültséget kell stabilizálni, úgy célszerűbb több 6 V-os Zener-diódot sorbakapcsolni.

A kapcsolásban szükséges előtellenállás értéke a következőképpen határozható meg:

$$R \approx \frac{U_{be} - U_{ki}}{I_{zmax}}$$

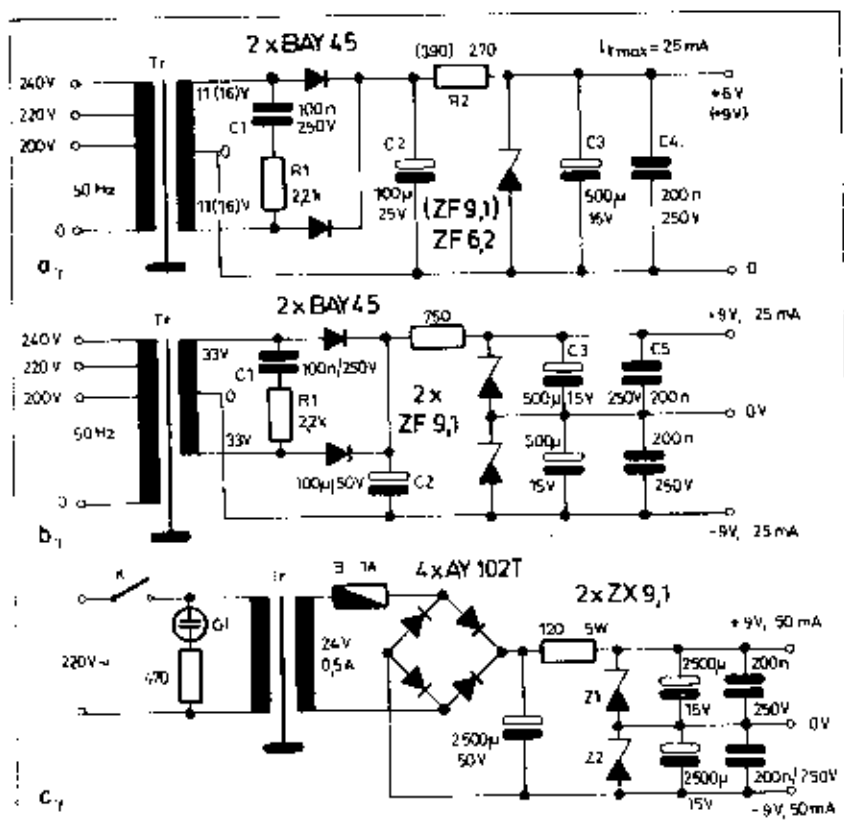


4.56. ábra. Különböző és változtatható feszültségű stabilizátorok

ahol I_{zmax} a Zener-dióda maximálisan megengedett Zener-árama.

A 4.55. ábrán Zener-diódás hálózati stabilizált tápforrásokat ábrázoltunk. Az a és b ábra áramkörében a C_1 , R_1 , C_2 , illetve C_1 , R_1 , C_1 elemek a nagyfrekvenciás impulzusszerű zavarok megszüntetésére hivatottak. Mindkét tápegység bűgőfeszültsége 50 mV, 25 mA maximális terhelésáram mellett. A c ábrán +9 V, 50 mA max. terhelhetőségű, teljesítmény Zener-diódák felhasználásával felépített kapcsolást láthatunk.

Több esetben szükséges lehet különböző és változtatható kimeneti feszültségű stabilizált tápfeszültségforrás. A 4.56. ábrán 5t igen egyszerű kapcsolási megoldás látható. Az a ábrán láthatóan a különböző Zener-feszültségű diódákról különböző stabil feszültségek nyerhetők. Középkivezetés alkalmazásával kettős tápegység is készíthető.



4.55. ábra. Zener-diódás hálózati stabilizált tápforrások

4.3. Feszültségosztók

Kis terhelések esetén a különböző értékű tápfeszültségek feszültségosztók segítségével is biztosíthatók. Egyen-feszültséget leggyakrabban ellenállás osztóval csökkenthetjük a kívánt értékre (4.52. ábra). Sok esetben szükséges, hogy az osztó egyenfeszültség szempontjából hatásos legyen, de a változás mennyiségét ne ossza le. Az ellenállásosztónál az n osztásviszony növekedésével az U_{be} egyen- és az U_{ki}

váltakozó feszültség U_{be}/n , ill. U_{be}/n -ed részére csökken. A Zener-diódás osztón viszont az átfolyó áramtól függetlenül U_z feszültség esik és így a teljes változás az osztó alsó tagjára jut. Az osztó tehát az egyenfeszültséget leosztja, a váltakozó komponensű jelet viszont nem. A Zener-diódás osztót potenciálkülönbségek kiegyenlítésére használhatjuk az egyes fokozatok között.

4.4. Feszültségstabilizálás

A rádió adó-vevő készülékek többségénél kívánatos, hogy azok – külön telepek alkalmazása nélkül – közvetlenül a hálózatról is üzemeltethetők legyenek. A hálózati egyenirányítók kimeneti feszültsége viszont – ellentétben a telepek által szolgáltatott egyenfeszültség-értéktől – nemcsak a terhelés, hanem az ingadozó hálózati feszültség és a hálózati frekvencia függvénye is. Igen sok áramkör viszont csak akkor működik megfelelően, ha a tápellátás egyenfeszültsége független a hálózati feszültségtől, a terhelő-áram és a környezeti hőmérséklet ingadozásától. Ennek a kívánalomnak a kielégítése céljából feszültségstabilizátorokat használnak. A feszültségstabilizátor feladata tehát az, hogy a fogyasztóra jutó egyenfeszültséget a tápforrás ingadozó feszültsége, a fogyasztó változó áramfelvétele, valamint a környezeti hőmérséklet megváltozásának esetében is állandó értéken tartassa.

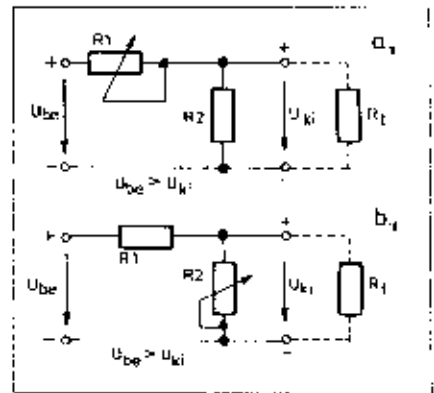
A rádió adó-vevő készülékek áramköröit előszerű úgy megtervezni, hogy azok már önmagukban se legyenek

kényesek a tápfeszültség kisebb változásaira. Ahol ez gyakorlatilag nem oldható meg, ott gondoskodni kell a tápfeszültség(ek) megfelelő stabilizálásáról. A feszültségstabilizátort a feszültségforrás és a terhelés, ill. a fogyasztó közé kell bekötni.

A hagyományos feszültségstabilizátorok áramkörök egyszerűsítése lényegében egy feszültségosztóhoz vezet (4.53. ábra). A feszültségosztó egyik tagjának ellenállása változó, illetve változatható. Ennek helyes irányú változásával, illetve változtatásával elérhető, hogy a fentiekben felsorolt jellemzők változásának ellenére a kimeneti feszültség állandó U_{ki} értékű legyen. A feszültségosztó osztási viszonya R_1 vagy R_2 megfelelő változásával, illetve változtatásával állítható be a mindenkor kívánt feszültség-értékre.

Szabályozástechnikai szempontból szemlélve az egyenfeszültségstabilizátorok feloszthatók:

– visszacsatolás nélküli feszültségstabilizáló kötélpólusokkal (pl.: Zener-

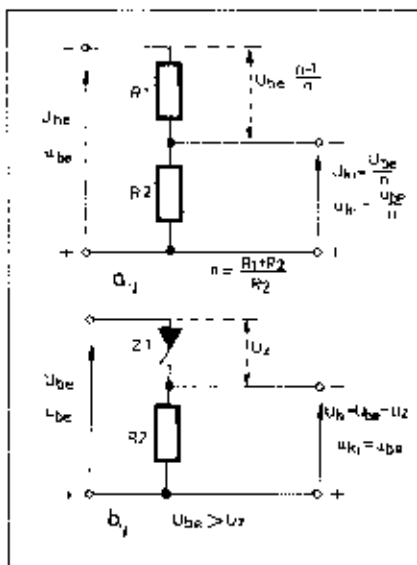


4.53. ábra. A soros (a) és a párhuzamos (b) feszültségstabilizátor működésének alapelve

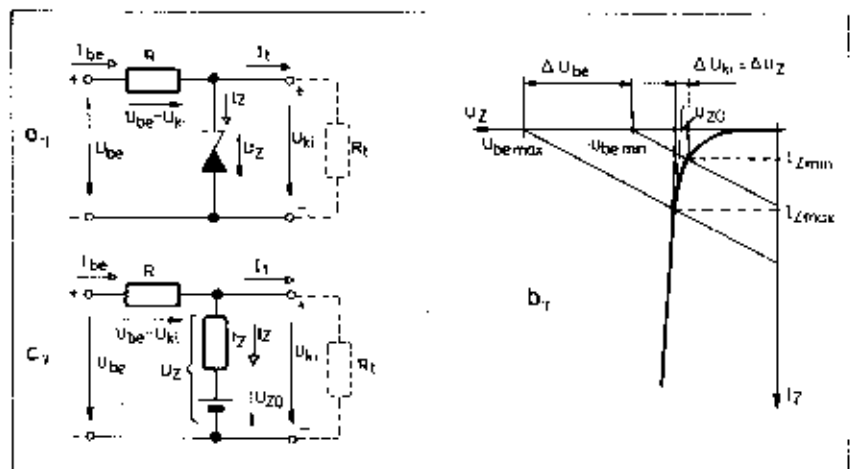
dióda, gáztöltésű hidegkatódos stabilizátoros (stb.) felépített „paraméteres” stabilizáló áramkörökre, ahol a kötélpólusú elemek ellenállásukat automatikusan változtatják:

– visszacsatolásos, zárt hatásláncú feszültségstabilizátorokra, más szóval feszültség szabályozókra. Ez utóbbi esetben az ellenállást automatikusan változtató egyszerű kétpólusú stabilizáló elem szerepét aktív eszközöket is tartalmazó áramköri fokozat veszi át. Itt megfelelő szabályozó áramkör gondoskodik a szabályozó elem (pl.: tranzisztor) ellenállásának megfelelő irányú és nagyságú változtatásáról.

Az a ábra szerint soros, a b ábra szerint pedig párhuzamos szabályozó elemmel működő (mely lehet feszültségstabilizáló kötélpólus, illetve ellenállást külsőleg változatható eszköz) megoldásról beszélhetünk. A párhuzamos stabilizátort általában kisebb teljesítmények esetében alkalmazzák.



4.52. ábra. Feszültségosztók: a) ellenállásos; b) Zener-diódás osztó



4.54. ábra. Zener-diódás feszültségstabilizáló alapkötés: a) a kötésben elvi rajza; b) a működés grafikus magyarázata; c) az a) ábrán mutatott áramkör helyettesítő kötélpólusa

szoros csúcsfeszültségre tölti fel a C_1 átmeneti tárolókondenzátort.

A C_1 kapacitás háromszoros csúcsfeszültsége a következő félperiódus feszültségével összegeződve a D_1 diódán át négyszoros csúcsfeszültségre tölti a C_2 kimeneti pufferkondenzátort. Mint látható, a C_1 pufferkondenzátort már négyszoros csúcsfeszültség veszi igénybe. Ez a kapcsolat egyik hátránya. A Villard-kaszkádnál az első kondenzátor kivételével az összes többi csak kétszoros csúcsfeszültség terheli.

Kettős kaszkád feszültséggyeszeres

Kettős kaszkád feszültséggyeszeres látható a 4.46. ábrán. Az áramkör két db egyfokozatú feszültségkétszeres összekapcsolásából áll, amelyek ellenütemben működnek. Az egyik kaszkád a bemeneti hálózati feszültség pozitív félperiódusait, a másik pedig a negatív félperiódusait hasznosítja. A kimenetükön megjelenő kétszeresített egyenfeszültségek összegzéséből adódik a kettős kaszkád négyszoros csúcsfeszültségű ősárami feszültsége.

A kapcsolat olyan módosított Dehon-hidas feszültségkétszeresítőként is felfogható, amelynél az egyenirányító diódák szerepét egyfokozatú feszültségkétszeresítő kaszkádok töltik be.

A 100 Hz-es bűgőfeszültséget LC-szűrő csökkenti a megengedett szint alá. A szűrő C kondenzátora a C_1 és C_2 kondenzátorok soros kapcsolásából áll. A kondenzátorokra jutó feszültség egyenletes elosztásáról az R_1 és R_2 ellenállásokból álló osztó gondoskodik. A diódákat az R_1 , R_2 , és R_3 ellenállások védik az áramlökecek ellen.

Kettős Villard feszültséggyeszeres kaszkád

A kettős Villard feszültséggyeszeres kaszkád működésének megértéséhez a 4.47. ábrán előbb a Villard feszültségokszorozó kaszkád működését ismertetjük. Ez a feszültségokszorozó kapcsolat egészen nagy feszültségek (pl. 90 000 V) előállítására is használható, mert kondenzátorait és diódáit maximálisan a bemeneti meghajtó váltakozó feszültség kétszeres csúcsértéke veszi igénybe. A kimeneti feszültség értéke az n fokozatszámától függ.

Az ábrán látható áramkörben a C_1 átmeneti tárolókondenzátor a D_1 diódán keresztül csúcsfeszültségre töltődik fel. A C_1 kapacitás feszültsége és a következő félperiódus összege kétszoros csúcsfeszültségre tölti a D_2 diódán át a C_2 kondenzátort.

Megfelelő számú félperiódus lezajlása után a C_1 első átmeneti tárolókondenzátor kb. +300 V-ra, az összes többi pedig kb. +600 V-ra töltődik fel. A C_2 , a C_3 , a C_4 , a C_5 és a C_6 átmeneti tárolókondenzátorok +600 V-os feszültségei polaritásahelyesen összeadódva +3000 V-ra töltik fel az R_1 áramkorlátozó ellenálláson keresztül a C_7 kimeneti tárolókondenzátort.

Az n fokozatú Villard feszültségokszorozó kaszkád főbb méretezési összefüggései a következők:
 ősárami kimeneti feszültség:

$$U_{ksh} = 2n\sqrt{2} U_{eff}$$

A bűgőfeszültség csúcstól-csúcsig:

$$U_{bűg} \approx \frac{I_1}{f} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{2}{C_2} + \frac{3}{C_3} + \dots \right)$$

A diódák maximális zárófeszültsége:

$$U_z = 2\sqrt{2} U_{eff}$$

A diódák közepes nyitóirányú árama:

$$I_{D1} = n I_1 \\ I_{D2} = (n-1) I_1 \\ I_{Dn} = I_1$$

A C_1 kapacitás feszültsége:

$$U_{C1} = \sqrt{2} U_{eff}$$

Az összes többi kondenzátor feszültsége:

$$U_{Cn} = 2\sqrt{2} U_{eff}$$

A kétfokozatú Villard feszültségokszorozó kaszkád, mely négyszerezést végez C_1 , C_2 , C_3 és C_4 kondenzátorokból, valamint D_1 , D_2 , D_3 és D_4 diódákból épül fel, mind a 4.47. ábra részkapcsolásában, mind pedig a 4.48. ábrán látható kapcsolásban. Az utóbbi kapcsolásban két ellenütemben működött kétfokozatú Villard feszültséggyeszeres kaszkád került beépítésre, amelyeknek C_1 és C_2 tárolókondenzátora közös. Az ellenütemű meghajtást a középpontleágzásos hálózati transzformátor teszi lehetővé.

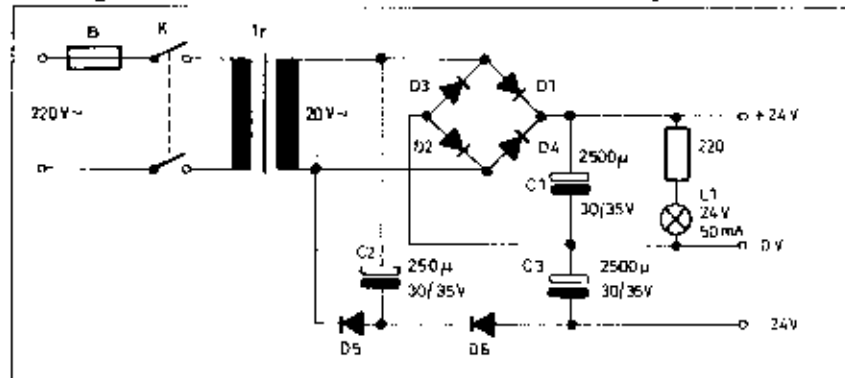
A bemeneti feszültség pozitív félperiódusait az egyik, a negatív félperiódusokat a másik Villard feszültségokszorozó kaszkád négyszerezi. A C_1 és C_2 tárolókondenzátorok mindkét sokszorozó áramkörben szerepelnek, így azok mindkét félperiódusban kapnak töltőáramot. A C_3 és C_4 sorosan kapcsolt kondenzátorokon négyszeres csúcsfeszültségnek megfelelő egyenfeszültség jelenik meg. Az ellenütemű, vagyis kétutas feszültségokszorozás következtében a kettős Villard kapcsolat kedvezően terhelhető és bűgőfeszültsége is kisebb. A kimeneten megjelenő bűgőfeszültséget az R_1 , C_5 szűrő még tovább csökkenti.

4.2.4. Additív feszültségokszorozók

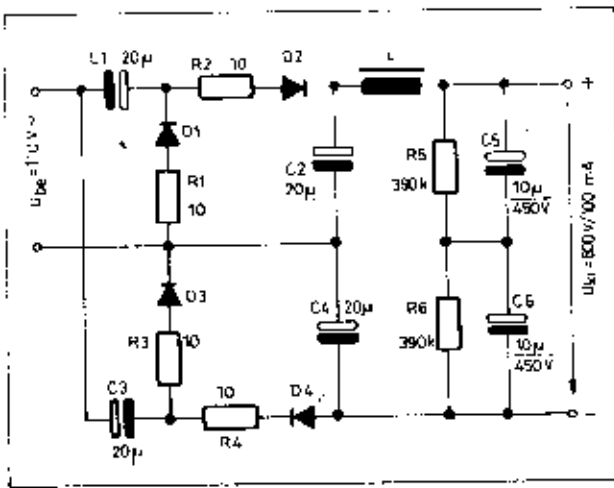
A 4.49. ábrán látható additív feszültségokszorozó nyolc sorbakapcsolt egyutas egyenirányítóból épül fel. Itt minden egyenirányító elem külön szekundertekercsről kap feltranszformált váltakozófeszültséget. A 4,7 nF-os pufferkapacitások kb. 2 kV-os feszültségei összegeződnek, s így jön létre a kb. 16 kV-os ősárami kimeneti feszültség. Amennyiben ugyanazt az egyenirányítót egy nagyfeszültségű egyutas kapcsolásként építették volna fel, akkor a sorbakapcsolt diódák védelmére bonyolult feszültségkiegyenlítő és transzmissziós kapcsolás alkalmazására lenne szükség. A kapcsolat másik előnye a kevés nagyfeszültségű kondenzátor felhasználásával elérhető jó minőségű szűrés.

Végezetül két gyakorlati kapcsolást mutatunk be. A 4.50. ábra kapcsolásánál a +16 V-ot Simon feszültségkétszeresítővel, a +8 V-ot Graetz hídkapcsolással és a „szimmetrikus” -8 V-ot a Graetz hídkapcsolás kiegyenlítőjével érjük el. Működését a következő ábra áramkörénél ismertetjük. A kapcsolat 5V és -5V, valamint 12V stabil egyenfeszültséget előállító integrált áramkörös feszültségstabilizátorok bemeneti feszültségét állítja elő.

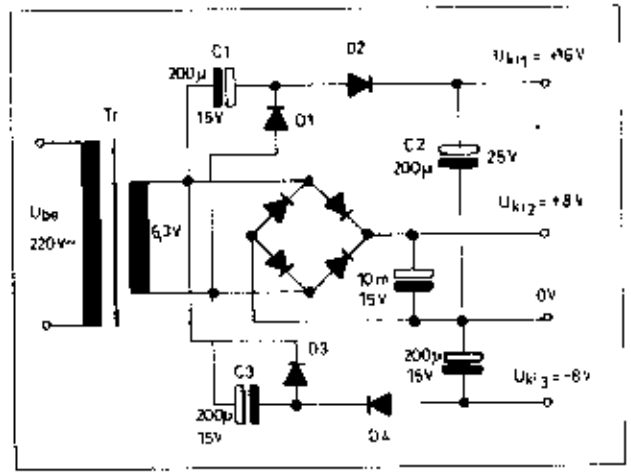
A 4.51. ábrán levő elv felhasználásával a meglévő Graetz-egyenirányítónkat pár alkatrész kiegészítésével szimmetrikusra alakíthatjuk át. Tételizzük fel, hogy bekapcsoláskor a szekunder tekercs felső vége pozitív, akkor a D_1 diódán át a C_1 kondenzátor feltöltődik. A C_2 kapacitás ebben az első pozitív félperiódusban feltöltésünk szerint nem kap töltést (a nyitott D_2 dióda miatt). A negatív félperiódusban a Graetz-híd töltőárama a D_3 és D_4 diódán folyik. Ekkor a nyitott D_1 diódán keresztül a C_1 és a C_2 pozitív fegyverezetei mintegy összekapcsolódnak, így a C_2 töltésének egy része a D_1 diódán át áttöltődik a C_1 kapacitásba. (A C_1 kapacitás töltőárama a D_1 diódán át a dióda nyitóáramával ellentétes irányba folyik, csökkentve annak nyitóáramát.) A helyes működés érdekében a negatív tápegység terhelésnek mindig kisebbnek kell lennie a pozitív tápegység terhelésénél. Ezért előfordulhat célszerű alkalmazni (L_1 izzólámpa).



4.51. ábra. Kettős kimenetű stabilizált tápegység



4.46. ábra. Kettős kaszkád feszültséggyorszerező



4.50. ábra. Integrált áramkörök bemeneti feszültségeit előállító stabilizálatlan tápegység

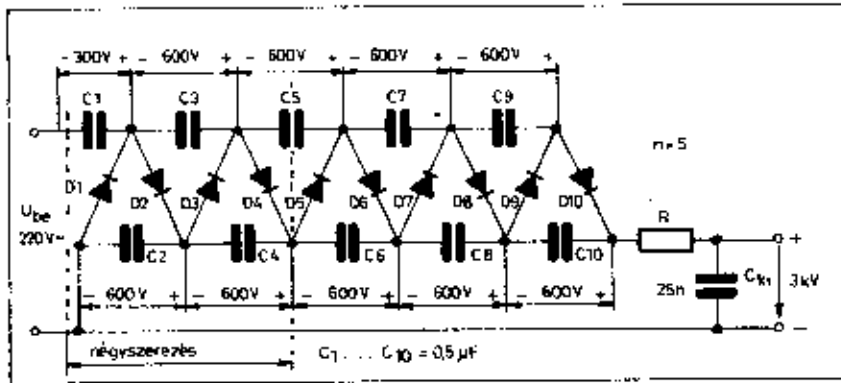
a bemeneti váltakozó feszültségnek kb. háromszoros csúcsértéke jelenik meg. Terheletlen állapotban a kimeneti egyenfeszültség értéke 4,2-szerese a bemeneti váltakozó feszültség effektív értékének.

Az áramkör lényeges előnye a kaszkád feszültségcsorozókval szemben az, hogy a bemeneti váltakozó feszültség és a sokszorozott egyenfeszültség egyik pontja közzelíthető (földelhető).

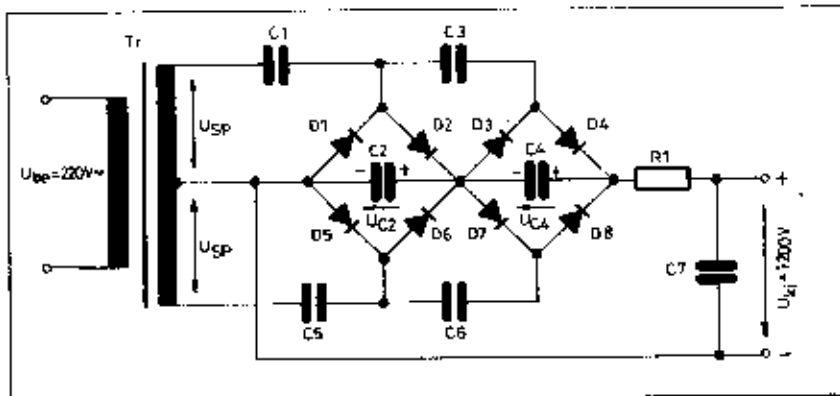
4.2.3. Feszültséggyorszerezők

Párhuzamos feszültséggyorszerezők

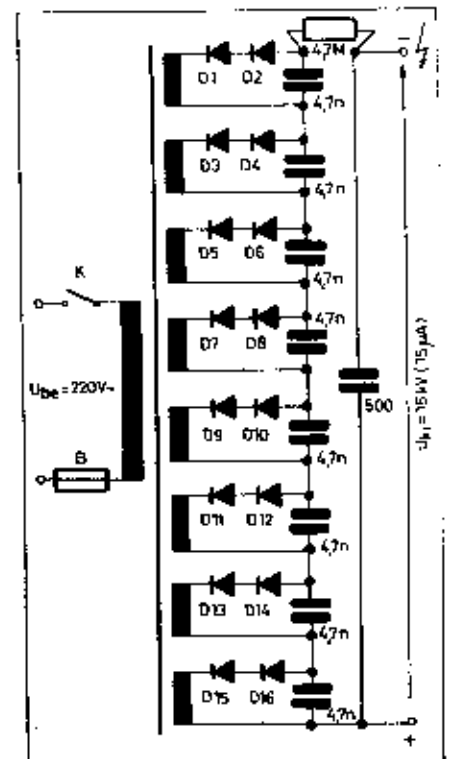
A párhuzamos feszültségcsorozót és feszültséggyorszerezőt abban az esetben alkalmazzák, ha valamilyen szempontból fontos az, hogy a bemeneti meghajtó- és terhelő áramkörök közt „nulla ponttal” rendelkezzenek.



4.47. ábra. Villard feszültségcsorozók kaszkád (n=5 osztóra)



4.48. ábra. Kettős Villard feszültségcsorozók kaszkád ($U_{sp,2} = 220\text{ V}$)



4.49. ábra. Additív feszültségcsorozók

gköröket. Ha azt akarjuk, hogy ennek következtében a rezgőkörök Q-ja és így a szelektivitás ne csökkenjen, nagy C és kis L választásával kis rezonancia-cellenállású kört alkalmazunk, vagy légrészre csatlakozunk.

A középfrekvenciás erősítőben alkalmazott KF-transzformátorok tulajdonképpen két vagy több rezgőkörből álló csatolt síveszűrők, árnyékoló szerlegbe építve. Behangolásuk legtöbbször a tekercs vasmagjának állításával történik. A rezgőkör kapacitás jömi-nőségű ellátás, kerfónia vagy stíroflex kondenzátor.

Az LC-körökkel nem mindig érhető el a szükséges szelektivitás, ezért mechanikus vagy kristályszűrőket kell alkalmaznunk. A szűrőt közvetlenül a KF-fokozat bemeneténél, a keverő-fokozat után kell alkalmazni. (Általában azt az elvet kellene betartani, hogy a legkeskenyebb sáv szélességű szűrőt, a vevőkészülék minél előbbi fokozatjánál alkalmazunk, ideális az lenne, ha már az antennabemenetnél alkalmazhatnánk.) A szükséges szelektivitást a szűrő így már biztosítja, a KF-erősítő már csupán az erősítés és a szintszabályozás szempontját kell hogy ellássa. Többi rezgőkörre már nem szól bele a szelektivitásigénybe kialakításába. Ebben az esetben már nem szükséges az egyes fokozatok között síveszűrőket alkalmazni, szimpla rezgőkörök is megfelelnek. Ez főleg a magasabb középfrekvenciáknál áll fenn.

Demodulátor és lebegtető oszcillátor

A középfrekvenciás erősítő után a demodulátor-fokozat következik. Szupervevőknél a demodulátorra nagyobb szint jut, mint az egyenes vevőknél, mivel az erősítés legnagyobb része a demodulálás előtt már megtörtént. A közhíján tárgyalt demodulátorok (3.3., 5.5., 5.6. ábra) AM-jel demodulálására alkalmasak. Távíró- és egyoldalsáv-sos jel vételehez lebegtető oszcillátorra is szükséges van. A lebegtető oszcillátor jele a demodulátorban keveredik a középfrekvenciás jellel és a kettő különbségként hangfrekvenciás jel keletkezik. A produkt-detektorok különösen SSB-jelök demodulálására alkalmasak, de távírójelek vételénél is beváltak (5.7. és 5.8. ábra). A lebegtető oszcillátor hangolható LC-oszcillátor lehet, de SSB-vételnél főleg kristály oszcillátort alkalmaznak. Az oszcillátorokról szóló fejezetben tárgyalt oszcillátorok lebegtetés céljára is megfelelnek.

Automatikus szintszabályozás

Az automatikus szintszabályozás (AGC: Automatic Gain Control) arra szolgál, hogy a vevőkészülék kimenő szintjét (a bejövő jel nagyságának ingadozásától függetlenül) lehetőleg állandó szinten tartsa. A szintszabályozás a RF- és KF-erősítő fokozatok erősítésének változtatásával történik. A szabályozó jelet a KF- vagy HF-jel egyenirányítása útján nyerjük.

Minél nagyobb szint jut az antennabemenetre, annál nagyobb szabályozó feszültséget keletkezik, mely az erősítő fokozatokat lezabalyozva igyekszik állandó kimenő szintet tartani. Az AGC nagyságával elérhető, hogy pl. 100 dB bemenőszint-változásra a kimenő szint csak 3 dB-t változzon. Autó-tul hatásosabb az AGC-szabályozás, minél kisebb bemenő szintre kezd működni. A szabályozó jelet szokásos külön erősítő fokozattal lelerősíteni, ezt nevezik erősített fadingszabályozásnak.

Az AGC-szabályozásnak olyannak kell lenni, hogy a fadings által okozott szintingadozásokat kiegyenlíse, viszont a modulációs csúcsokban nem szabad a készülék érzékenységet visszazabalyozni, mert ez torzításokhoz vezetne. Ennek elkerülésére, ellenállás és kondenzátor kombinációjából álló időállandóval gondoskodunk arról, hogy csak a térfűesség-változás okozta ingadozásokra működjön. Az időállandó jellemzője az RC-sorozat. AM-adás vételénél a hordozó állandóan jelen van, így a szabályozó áramkör állandóan kap bemenő jelet, ezért a vevő érzékenysége adászűnetekben sem növekszik meg és a háttérzaj nem okoz kellemetlen sustorgást, recsegést. Más a helyzet, ha távíró vételnél alkalmazzuk az AGC-t, vagy SSB-adást veszünk. Ekkor az időállandót képviselő RC-sorozatnak nagyinak kell lennie, mert egyébként a távíróadás és a beszéd szűnetekben megnövekedne a készülék erősítése és a háttérzaj kellemetlen lenne. Távíró- és SSB-vételnél lebegtető oszcillátort használunk. Ha ennek jele az AGC-egyenirányítóra kerülne, a készülék érzékenysége leszabalyozódna, ami lehetetlenné tenné gyenge állományok vételét. Ennek elkerülésére már a demodulátor előtti fokozatból vesszük ki a KF-jelet és külön erősítővel erősítjük. (Természetesen jó árnyékolás és jó elrendezés is szükséges ahhoz, hogy a lebegtető oszcillátor jele ne találjon utat az AGC-áramkör felé.)

Az AGC-áramkörnek a bejövő jel megjelenésekor azonnal működésbe kell lépni és az SSB-adás szűzűnetekben is tartania kell a leszabalyozott állapotot, és csak a lassú szintváltozásokat szabad kiegyenlítenie (pl. a fadings okozta elhallgatás). Ezért az RC-időállandó kondenzátorát gyorsan kell feltölteni, de csak lassan szabad kisűtni. Ha fűvezetű diódát használunk a szabályozó feszűlttség egyenirányításához, könnyen megvalósíthatjuk a gyors leszabalyozás és lassú „visszatengedés” feltételét, mert az időállandó kondenzátora a dióda vezető irányú kis ellenállásán gyorsan fel tud tölteni, a záróirányú nagy ellenálláson keresztül viszont lassan szűl ki. (Változóáramú egyenirányítóval I Mohu körűli ellenállás kell vele párhuzamosan kapcsolni.)

A szabályozásnak akkor kell megindulni, mielőtt a bejövő jel szintje akkorára nőne, hogy a készüléket túlvezérelné. Ezért a szabályozást késleltetni kell. A késleltetést úgy érjük el, hogy a diódnak akkora záróirányú előfeszűtést adunk, hogy csak a kívánt

jűlszint elérésekor kezdhesse egyenirányítani.

Az automatikus szabályozófeszűlttség előállításához nemcsak a középfrekvenciás jelet használhatjuk fel, hanem a hangfrekvenciás jűlből is nyerhetjük. (A környelbi szűrés miatt kűtoldalas egyenirányítást célszerű alkalmazni.)

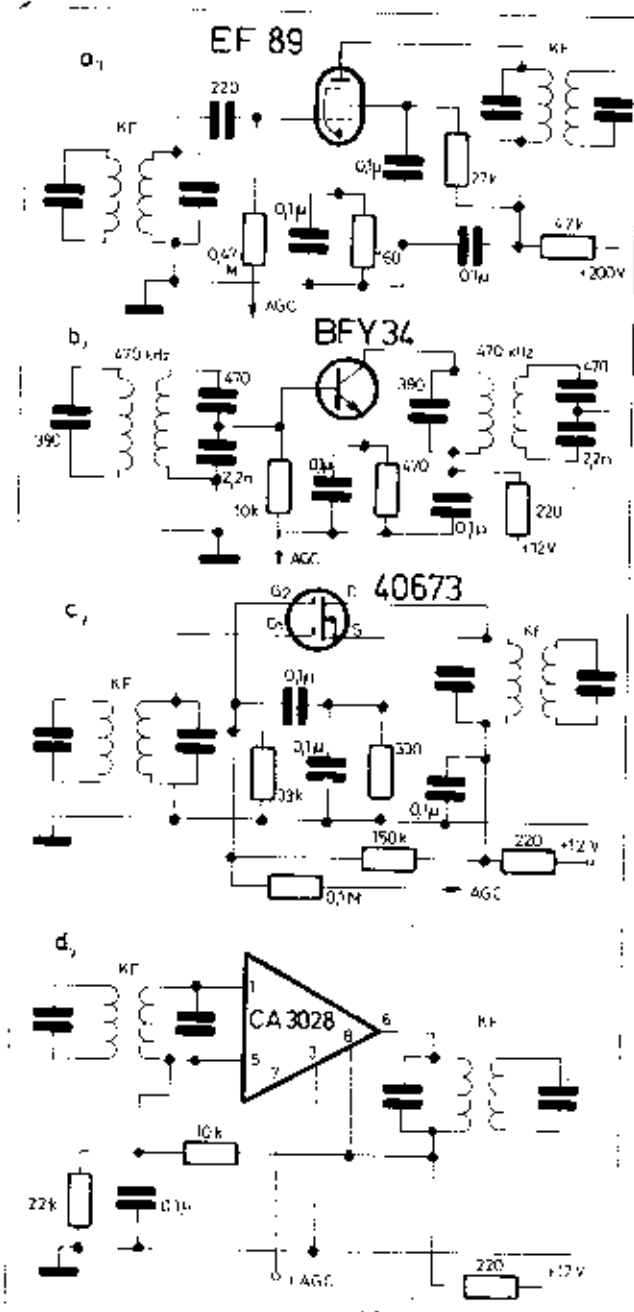
Az 5.21/a ábra szerinti megoldásnál egyetlen dióda szolgál a demodulálásra és az AGC szabályozó feszűlttség előállítására. A szabályozás időállandóját az I Mohu ellenállás és a 0,47 mikrofarados kondenzátor adja. Az 5.21/b ábra külön diódát alkalmaznak a demodulálás és a szabályozás céljára. Az 5.21/c szerinti kapcsolásban külön erősítőt használunk az AGC-áramkörben. Az erősítőre az utolsó előtti KF-fokozatból adjuk a jelet, így a lebegtető oszcillátor nem zavarja az AGC működtetését. A fadingszabályozás megindulásának kezdetét az R₁ és R₂ ellenállások értékének megváltoztatásával állíthatjuk be. Az időállandót az R₃C₁ ill. R₃C₂ kombináció adja meg. Az R₃C₁ AM-vételnél gyorsabb szabályozást ad, míg az R₃C₂ SSB-vételhez alkalmas. Az erősítés mértékét a 220 ohmos emitterellenállás értékének megváltoztatásával állíthatjuk be.

Zajcsökkentés

Az antenna a vett jelekkel együtt nemcsak a természetes háttérzajt hozza a készülékbe, hanem más elektromos zavarokat is, melyek főleg háttérzaj és ipari berendezésektől származnak. A keletett zavarok két fő csoportba oszthatók: az állandó „sustorgás” jellegűek és az egyes különálló impulzusokból állók. Az előbbiekhez tartoznak pl. a kűfű motorok, az utóbbihoz az elektromos kapcsolók, benzínmotorok gyűjtési szikrájűből eredők. A zavar megsűntetésének legrűkűltetéses módja, ha keletkezési helyűn szűntetjük meg. Erre azonban nem mindig van lehetőség, ezért olyan megoldást kell alkalmaznunk, amely csökkenteri a zavaró hatást.

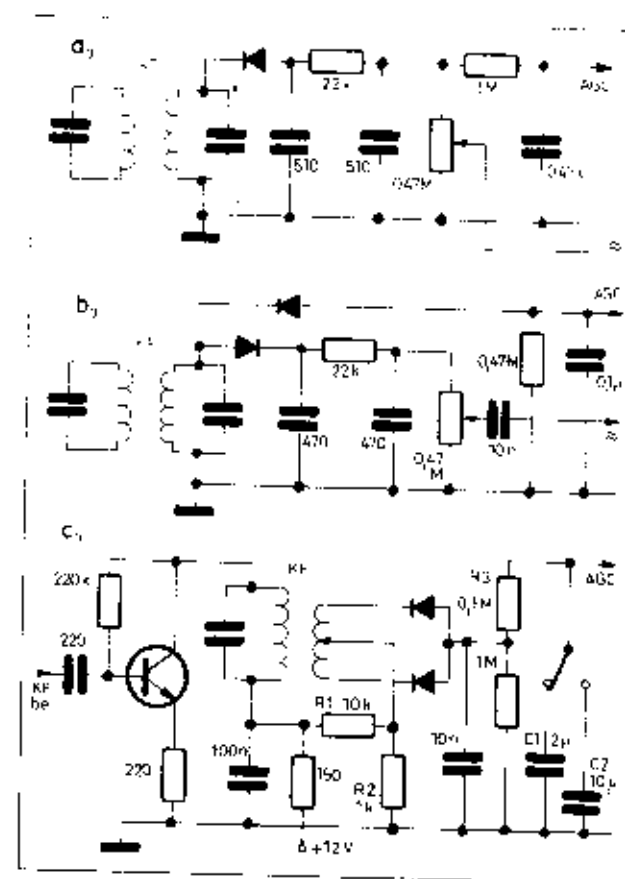
Az állandó sustorgászerű zajt keskeny sáv szélességű szűrével csökkenthetjük; ez a módszer főleg távíró vételnél alkalmazható sikeresen. A sáv keskenyítésűvel azonban nem szabad túlzásba menni, mert túlsűrosan keskeny szűrés alkalmazásakor a szűrés becseng és az impulzusos zavarok és morze-pontok között nem tudunk különbséget tenni. A gyakorlat bebizonyította, hogy 100... 120 Hz-nél keskenyebb sáv szélességű szűrés nem használható. (Sáv szélesség a 3 dB-es pontok közötti frekvencia-tűvűlség.)

Rövid ideig tartó, nagy amplitűdójú impulzus-zaj igen kellemetlen hatású, mert gyenge állomány vételénél az érzékenyre leszabalyozott készüléket túlvezéri, azonkűvűl a fűlet is erősen megviseli. A zaj szintjének csökkentésére többféle módszer is használatos. Legegyszerűbb a hangfrekvenciás filter, amely a hasznos jelet körtűzés nélkül árengedi, a nagyobb amplitűdó-

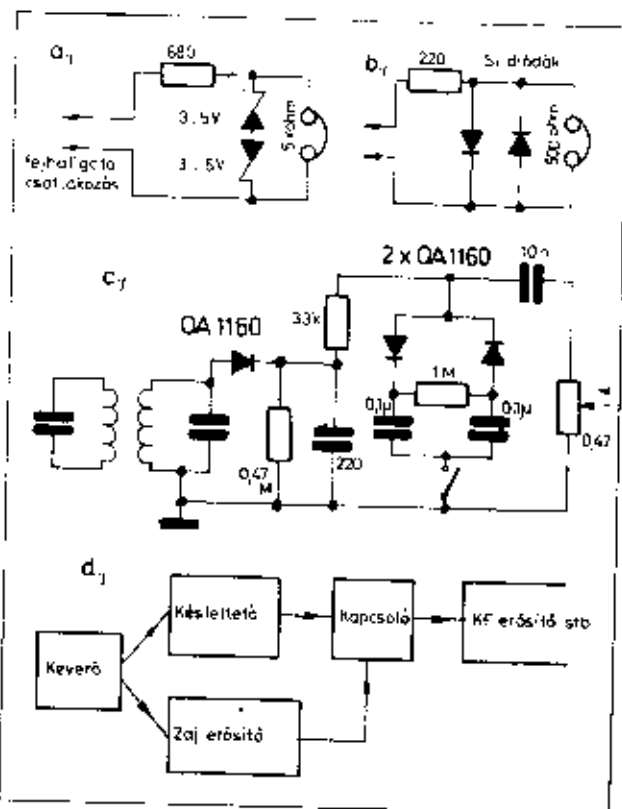


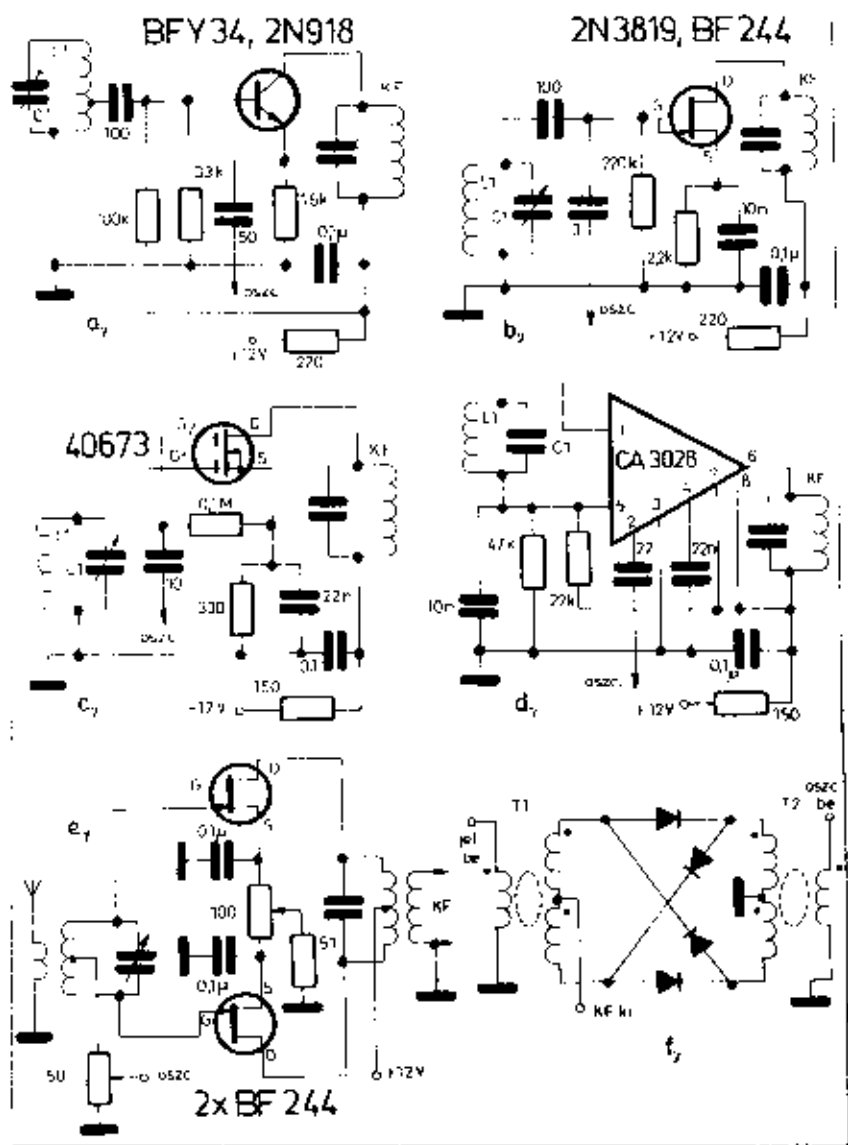
5.20. ábra. a) KF-erősítő fokozat csővel; b) tranzisztorral; c) két kapcsolóterjedés MOS FET-tel; d) IC-nel

5.22. ábra. a) Zener diódás határoló nagy ohmú fejhallgatóhoz; b) Ugyanaz kisohmú (fejhallgatóhoz). c) Húmfrekvenciás trimmer automatikus szintkörvetésnél; d) Zajcsökkentő kapcsolás sémabírázata



5.21. ábra. a) AGC-feszültség előállítás és demoduláció egy dióddal; b) külön dióda a demoduláció és az AGC részére; c) készlettel AGC két előállítással





5.19. ábra. a) tranzisztoros additív keverő fokozat. Az oszcillátor jelet az emittáren keresztül vezetjük a keverőbe; b) keverő JFET-tel. A vett és az oszcillátor-jelet a gate elektródára adjuk; c) keverő két gate-elektrodás MOS FET-tel, a vett jel a G_1 -re, az oszcillátor jele a G_2 -re jut; d) keverő CA3028 IC alkalmazásával; e) ellenállású keverő JFET tranzisztorokkal; f) ringmodulátoros keverő

dB a tükrösillapítás, vagyis 70-szeres. 1600, kHz-es KF alkalmazásával 28 MHz-en két előkörrrel, 100-as terhelő Q mellett 53 dB a tükrösillapítás, vagyis szintje 470-ed részére esölkön.

Mivel magas KF alkalmazásánál az LC-szűrővel nem biztosítható a jó közelszelektivitás, a magas középfrekvencia után újabb keverő fokozattal, alacsonyabb, pl. 100 kHz-es középfrekvenciára tesszük át a jelet. Így módon biztosítani tudjuk a jó tükröszelektivitást, a keskeny sávzélességet és a jó oldalredukciós pontot is. Előzőleg már említettük, hogy a keverőfokozat kényes a keresztmoduláció szempontjából. Kétszeres keverés esetén a második keverő még hamarabb túlvezérlődik, mint az első, mert erre nagyobb szint jut. Ezért nem előszerű az első

keverés után még KF-erősítőt is alkalmazni, mert ez még jobban erősítene a második keverőre jutó jelet és már aránylag kis antennajelnél is felépne a túlvezérlődés miatt a keresztmoduláció. Ezért helyesebb, ha a két keverőfokozat között csupán sávszűrőt alkalmazunk. Ennek a sávszűrőnek a második KF tükrvére legalább akkora elnyomást kell biztosítani, mint amekkorát az előkörök az első KF tükrvére biztosítanak. Ez azért szükséges, mert az előkörök a második KF tükrvére csak igen kis elnyomást adnak, és hiába gondoskodnánk az első KF tükrvének jó elnyomásáról, ha kisebb szintű jelek a második tükrőfrekvencián zavart okoznának a vételben. Látnuk, nem egyszerű, a kétszeres szupernél fellépő problémákat helyesen megoldani, ezért

egyszerűbb, de drágább megoldás magas frekvenciájú KF-ot és kristályszűrőt alkalmazni. Így a tükrvé, valamint a jó közelszelektivitás is biztosított van, az egyszerű keverés pedig még keresztmoduláció szempontjából is előnyösebb.

Mint tudjuk, különböző üzemmódoknál, különböző sávzélességre van szükség. Táviróvételnél 100...500 Hz, egyoldalsávós vételnél 2000...2500 Hz, AM-vételnél pedig 5000...6000 Hz szükséges. Táviró- és SSB-vételre külön-külön kristályszűrőt kell alkalmazni, AM-vételre esetleg az LC-szűrő is megfelel, de nagyobb igények kielégítésére AM-vételhez is gyártanak kristályszűrőt.

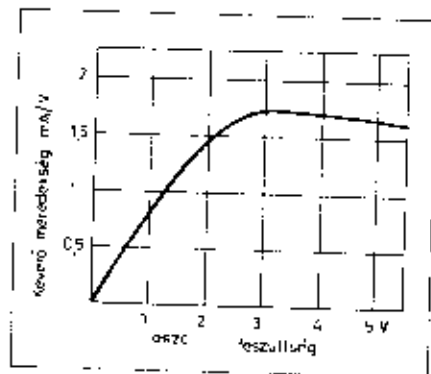
A KF-erősítő 2, esetleg 3 fokozatból van felépítve. A KF-erősítőkörök LC viszonyát úgy kell megválasztani, hogy olyan munkapontot képviseljenek, melyekkel a szükséges KF-erősítés létrejön. Csöves készüléknél, a csövek elhasználódása miatt némi tartalék erősítéssel kell gondoskodnunk, félvezető készüléknél, pedig a telepfeszültség elhasználódás következtében történő esölkésmégre miatt. Túl sok tartalék erősítés felesleges, mert a stabilitás rovására menne.

Az 5.20/a ábrán egy elektroncsöves KF-erősítő fokozat látnak, változtatható meredekségű eső alkalmazásával. A riasztó ellenállás alsó vége az AGC vezetékre csatlakozik. A kézi érzékenység-szabályozás úgy oldható meg, hogy a riasztó ellenálláson keresztül 0 és mínusz 20 volt között változtatható egyenfeszültséget adunk a KF-erősítő eső riasztára. Más megoldás szerint a 160 ohmos katódeellenállás alsó vége és a föld közé 5...10 kohmos változtatható ellenállást kapcsolunk. Az ellenállás változtatásával változik az eső munkapontja és így meredeksége is. Hatékosabb szabályozás céljából az eső katódját 100 kohmos ellenálláson keresztül a pozitív anódfeszültségi pontra kell kapcsolni. Az 5.20/b ábra tranzisztoros erősítő fokozatánál a középfrekvenciás jel a KF-trafó kapacitív körgázásáról jut a tranzisztor bázisára. Az 5.20/c ábrán két gate-elektrodás MOS FET tranzisztor erősít a KF-jelet. Az AGC-szabályozás a G_2 elektródán keresztül történik. Az 5.20/d ábrán a CA3028 típusú integrált áramkörös differenciális erősítőpár KF-erősítőként való alkalmazását látnuk. Az AGC a 7-es pontra csatlakozik és igen hatékony szabályozást tesz lehetővé.

A középfrekvenciás erősítőkben változtatható meredekségű pentódákat használunk, melyeknél az előfeszültség változtatásával az erősítés szintje változik. A szintszabályozás történhet automatikusan, vagy kézzel is. A pentóda belső ellenállása 0,5...1 Mohm, kintréte így gyakorlatilag nem terheli a KF rezgőköröket.

A vevőköszülék erősítésének zöme a KF-erősítőre esik, ezért a begerjedés elkerülésére gondos elrendezést és áramnyelvést kell alkalmazni.

A tranzisztorok alacsony bemenő és kimenő ellenállásukkal rendelkezők a ro-



5.17. ábra. A keverőmeredekség változása az oszcillátorfeszültség függvényében.

gától Az 5.17. ábrán egy példát láthatunk, hogyan változik a keverőmeredekség az oszcillátorjel szintjének függvényében. Az ábrán láthatjuk, hogy az oszcillátor jelének feszültségét növelve a keverőmeredekség meredeken növekszik és példánkban 3 volt feszültségnél maximuma van. Tovább növelve az oszcillátor jelének szintjét, a keverőmeredekség kis mértékben esik. Az oszcillátor feszültségét ajánlatos az optimum közelébe állítani, túl nagy szintnél azonban sok harmonikus termelődik és nem kívánt hamis jelek keletkezhetnek. (Természetesen nem minden esetben 3 volt feszültség mellett érjük el a legnagyobb keverőmeredekséget, a gyártók meg szokták adni a legkedvezőbb oszcillátor-feszültséget.)

Egy keverőnek használt cső vagy tranzistor keverőmeredeksége csak harmada, negyede az erősítő üzemi-

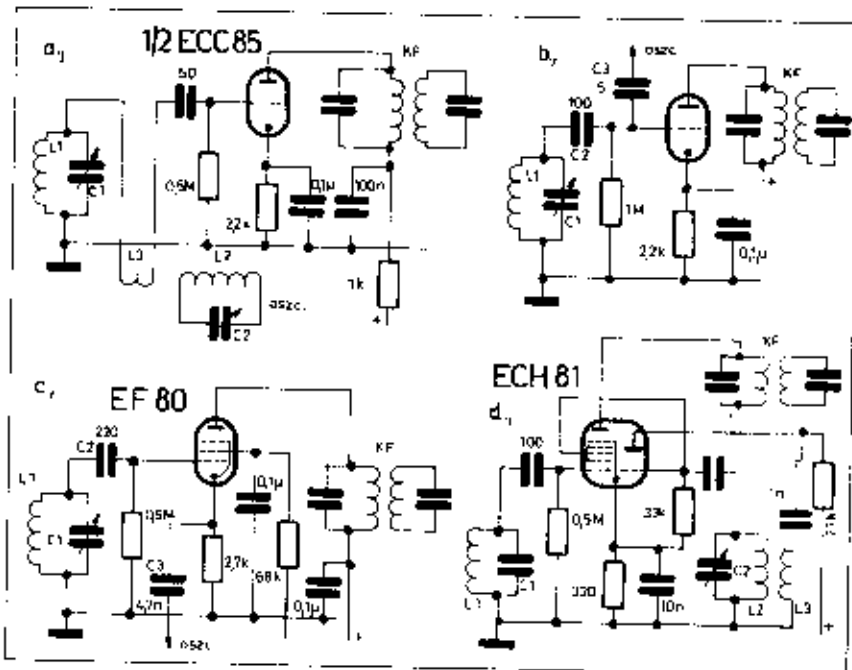
módban mérhető meredekségnek. zaja viszont többszöröse. Legkisebb zaja a triódás keverősáncnak van, a pentóda már zajosabb (általában minél több rúccsal rendelkezik a cső, annál zajosabb). A félvezetőknél már kedvezőbb a helyzet. A FET tranzisztorokkal kiváló kiszajú keverő fokozatok építhetők.

Az 5.18. ábrán elektroncsöves keverőkapszolásokat láthatunk. Az 5.18/a additív keverő triódával. Az 5.18/a additív keverő triódával. Az L_1C_1 rezgőkör a vételi frekvenciára van hangolva, az L_2C_2 az oszcillátor rezgőköre. Az oszcillátor a vételi frekvenciánál középfrekvenciával magasabb vagy alacsonyabb rezgésszámon rezeg. Az oszcillátor jele az L_2 csatolótekercsen keresztül jut a trióda rúcsára. Az L_3 kisamplitúdájú tekercs az oszcillátor-rezgőkör hidegpontja közelében van elhelyezve. A keverő anódköréhez a KF jelű középfrekvenciás sávszűrő csatlakozik, ennek szekunder tekercséről a középfrekvenciás erősítőre jut a jel. Az 5.18/b ábra az előbbihez hasonló, azonban itt a C_2 jelű, 5...10 pF kapacitású csatoló kondenzátoron keresztül adjuk a rúcsra az oszcillátor jelet. Az 5.18/c ábra pentódás additív keverőt mutat, itt az oszcillátor jele a C_2 kondenzátoron keresztül kerül a pentóda katódjára. Ez is additív keverő, mert a katódra jutó jel ugyanazt a rúccsal vezérli, mint a vett jel. Az 5.18/d ábrán heptóda-trióda keverőt látunk. A keverést a heptóda végzi, a trióda az oszcillátor. Az oszcillátor rúcsa össze van kötve a heptóda harmadik rúcsával, így kerül az oszcillátor jele a keverőre. A heptóda anódköréről középfrekvenciás sávszűrőn keresztül jut tovább a jel a középfrekvenciás erősítőbe.

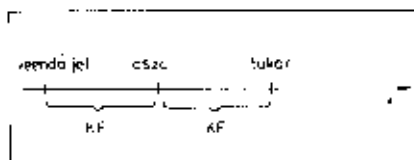
Az 5.19. ábrán félvezető keverőkapszolásokat láthatunk. Az 5.19/a tranzisztoros keverő. A vevő jel az L_1C_1 leágazásról jut a bázisra, az oszcillátor jele kondenzátoron keresztül az emitterre kerül. A KF-rezgőkör a kollektorkörben van elhelyezve. Az 5.19/b ábra JFET keverő kapszolása. Az L_1C_1 rezgőkör által kiválasztott jel a gate-elektrodára kerül, ugyanerre vezetjük az oszcillátor jelet is kondenzátoron keresztül. Az oszcillátor jelet a source-elektrodára is vezethetjük az 5.19/a ábrán levő megoldáshoz hasonlóan. Az 5.19/c ábra két gate-elektrodás MOS FET keverő kapszolását mutatja, a vevő jelet a G_1 elektrodára vezetjük, az oszcillátor jelet a G_2 -re adjuk. Az 5-19/d ábrán integrált áramkörös keverőt láthatunk, CA3028 típusú integrált áramkör alkalmazásával. Az 5.19/e ábrán látható szimmetrikus keverő nagyobb szinteket tud feldolgozni mint az egyszerű keverők, így adókeverőnek is alkalmazható. A jel ellenirányban kerül a két gate-elektrodára, az oszcillátorjel ugyanakkor azonos fázisban. Az oszcillátorjel az ellenirányú kimeneten kioldódik. A source-körben levő 100 ohmos ellenállás a szimmetria beállítása szolgálat. Az oszcillátorjel szintje az 50 ohmos potenciómmal állítható be a legkedvezőbb értékre. Az 5.19/f ábra szerializált modulátoros keverő nagy jelek feldolgozására is alkalmas. A T_1 és T_2 toroid-transzformátorok 10...12 mm átmérőjű ferritgyűrűre készülnek. Három szigetelt buzdarabot összerakva 10...15 menetű csévélővel a toroid vasmagokra, körben egyenletesen elosztva. A rövidhullámú tartományban N100 vagy N200 anyagú ferritgyűrűt használhatunk. A rajzon pont jelzi az azonos végződéseket. Hot-carrier diódlak alkalmazásával kiszajú, nagy szintek feldolgozására is alkalmas keverők készíthetők, azonban összevágólagot szilícium diódlakal (1N914) is érhetünk el eredményt, különösen direkt átkervert (szinkronizált rendszerű) vevők demodulátoraként.

A középfrekvenciás erősítő

A szupervévő nagy érzékenységgel és jó közelszelektivitással a középfrekvenciás erősítőnek köszönhetjük. A középfrekvencia megválasztásánál, mint általában a legtöbb műszaki megoldásnál, kompromisszumot kell kötni. LC-szűrők alkalmazása esetén alacsony rezgésszámi KF-nál a vevő közelszelektivitása jó lesz, a tükörszelektivitás azonban nem lesz megfelelő. Magas KF-nál jó tükörszelektivitást érhetünk el, a közelszelektivitás viszont rossz lesz. A szokásos 450 kHz körüli középfrekvenciánál két hangulható előkör alkalmazásával még kielégítő tükörszelektivitást kapunk, de 14 MHz-en és feljebb már nem. Például 7 MHz-en, a keverőfokozat előtt két rezgőkörrel, melyek terhelő Q-ja 70,450 kHz-es KF esetén 49 dB a tükörállítást, vagyis a tükörjel szintje 280-af részére gyengül. Ugyanígy adatok mellett, de 14 MHz-en már csak 3h



5.18. ábra. a) additív keverő triódával, az oszcillátor jele az L_2 csatolótekercsen keresztül jut a rúcsra; b) additív keverő, az oszcillátor jele kapacitív úton kerül a rúcsra; c) pentódás keverő, az oszcillátor jele kondenzátoron keresztül jut a katódra; d) heptóda-trióda keverő kapszolása



5.16. ábra. A vétel és a tükrőfrekvencia az oszcillátorhoz képest tükrözve helyezkedik el

Azért hívjuk az egyiket tükrőfrekvenciának, mert a két jel az oszcillátorhoz képest mintegy tükrözve helyezkedik el a frekvenciakalán (5.16. ábra). Ha felső keverést alkalmazunk, vagyis ha az oszcillátorjel rezgésszáma a vételnél magasabb, a tükrőjel rezgésszáma nagyobb az oszcillátorénál. A keverőfokozat előtti rezgőkörök (telőkörök) feladata, hogy a vevő jelét átengedjék, a nem kívánt lüktörjelet pedig csillapítsák. Annál nagyobb a tükrőcsillapítás, minél több és minél jobb Q-jú rezgőkört alkalmazunk, és minél nagyobb rezgésszámú a középfrekvencia. Itt kell megemlíteni, hogy egy elektroncső rács-bemenete nagyobb frekvenciákon terhelő a hozzá csatlakozó rezgőkört. Ez a terhelő hatás a frekvenciával négyzetesen növekszik, vagyis kétszeres frekvencián negyedikora ellenállásként terhel. Azért, hogy ennek hatására a rezgőkör jósága a így a tükrőszelktivitás ne romoljon le, célszerű a cső mecsát legrazális pontjához csatlakoztatni. Minél alacsonyabb legrazális pontot választunk, annál kevésbé romlik a körjóság és javul a tükrőszelktivitás, de ugyanakkor kisebb szintű jel jut a rácsra, így csökken az erősítés is. A terhelő hatás és a legrazális között is négyzetes az összefüggés, ugyanaz az ellenállás a rezgőkör tekercsének középségéhez kapcsolva negyedsannyit terhel, mintha a teljes rezgőkörrel kapcsoltuk volna párhuzamosan. Tehát alacsonyabb legrazális pontot választva, nő a tükrőszelktivitás, javul a keresztmoduláció elleni védettség, csökken az erősítés és romlik a jel-zaj viszony. Az a helyes kompromisszum, ha csak annyit erősítünk, amennyit a hosszabb jel-zaj viszony előírásához szükséges.

Az alábbi táblázatban összehasonlítjuk, mekkora ellenállásként terhel egy EFN5 típusú RF erősítőcső és egy kétfokozatú 3N140 típusú MOS-FET tranzisztor bemenete.

	EFN5	3N140
Frekvencia	R_{in}	R_{in}
10 MHz	225 kohm	320 kohm
20 MHz	56 kohm	80 kohm
30 MHz	25 kohm	36 kohm

Láthatóan a PFT tranzisztor bemenete valamivel kedvezőbbben viselkedik, mint az elektroncsőé.

Vizsgáljuk meg, milyen hatással van egy rezgőkörre, ha egy cső anódkörébe kapcsoljuk. Egy RF-erősítőcső belső ellenállása 0,5...1 Mohm között van. Ilyen értékű terhelő ellenállás rendszerint elhanyagolható. Más a helyzet a félvezetőknél. Egy 3N140 típusú PFT-tranzisztor belső ellenállása 10 kohm körül van, ezért, ha

azt akarjuk, hogy a rezgőkört ne terhelje le túlságosan, a drain-ektródát a rezgőkör legrazálisára kell kapcsolni.

A tükrőszelktivitás szempontjából nem mindegy, hogy egy rezgőkör jósága milyen mértékben csökken, ha egy csőves vagy tranzisztoros RF-erősítőhöz csatlakozik. Lássunk egy példát.

Egy vevőkészülék nagyfrekvenciás részében két db 3N140 típusú tranzisztor között működik az alábbi rezgőkör:

Frekvencia	$f_0 = 21$ MHz
Kapacitás	$C = 75$ pF
Induktivitás	$L = 0,766 \mu\text{H}$
„Üres” Q	$Q_0 = 150$

A rezgőkör előtti PFT belső ellenállása kb. 10 kohm. A rezgőkör utáni PFT bemenő ellenállását a négyzetes összefüggés alapján számítottuk ki. Az inónt közölt táblázat szerint R_{in} értéke 20 MHz-en 80 kohm, 21 MHz-en

$$\text{kb. } \left(\frac{20}{21} \right)^2 \cdot 80 = 72,5 \text{ kohm. A két terhelő ellenállás párhuzamos eredője}$$

$$10 + 72,5 = 8,79 \text{ kohm. A rezgőkör rezonancia-ellenállásának és a most kiszámított eredő terhelő ellenállásnak párhuzamos eredője adja a terhelő rezgőkör rezonancia-ellenállását, amelyből a terhelő Q visszaszámítható. A terheletlen rezgőkör rezonancia-ellenállása:}$$

$$Z_{00} = Q_0 \omega L = 150 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 21 \cdot 10^6 \cdot 0,766 \cdot 10^{-6} = 15,16 \text{ kohm.}$$

$$Z_{00} = 15,16 \cdot 8,79 = 5,57 \text{ kohm. Ebből a terhelő Q:}$$

$$Q_t = \frac{Z_{00}}{\omega L} = \frac{15,16 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 21 \cdot 10^6 \cdot 0,766 \cdot 10^{-6}} = 55,2$$

Ha a PFT tranzisztorok a rezgőköri tekercs fél-megszakításához csatlakoztatjuk, a terhelő ellenállás az áltérel négyzetével transzformálódik a rezgőkör két végpontjára, vagyis négyszer nagyobb ellenállásként terhel (a terhelő hatás negyed része lesz az előbbieké). Ekkor az eredő rezonancia-ellenállás:

$$Z_{00} = 15,16 \cdot 35,16 = 10,59 \text{ kohm. Ebből a terhelő Q}$$

$$\frac{Z_{00}}{\omega L} = \frac{10,59}{101,1} = 105.$$

Számitassuk ki mindkét esetben, mekkora tükrőcsillapítást ad a fenti rezgőkör.

A készülék KF-je 1,6 MHz. Ha a vételi frekvencia 21 MHz, felső keverésnél a tükrő 24,2 MHz-en van. Egy rezgőkör megközelítő csillapítását a rezonancia-frekvenciától eltérő frekvenciára az alábbi képlet adja:

$$Q = F \cdot \sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)^2}$$

ahol a a csillapítás, Q_0 a rezgőkör Q-ja és η a relatív elhangolás.

$$\eta = \frac{f - f_0}{f_0} = \frac{24,2 - 21}{21} = 0,286$$

$$a = \sqrt{1 + 50 \cdot 0,286^2} = 15,8 \approx 24 \text{ dB.}$$

Tehát az első esetben 15,8-ed részére gyengíti a tükrőállomás jelét a rezgőkör.

A második esetben:

$$a = \sqrt{1 + 101^2 \cdot 0,286^2} = 29,9 \text{ vagyis kb. } 29,9 \text{ dB. Itt a tükrőfrekvenciát } 29,9\text{-ed részére gyengíti a rezgőkör. Két ilyen rezgőkör tehát } 1600 \text{ kHz-es KF-nél } 59 \text{ dB tükrőcsillapítást ad, ami elfogadható érték.}$$

A keresztmodulációról a bevezetőben már szóltunk. Vevőkészülékünk annál védettebb lesz a keresztmodulációtól, minél kevesebbet erősítünk a keverőfokozat előtt, mert kisebb erősítéssel csak nagyobb feszültségű antennákkal lehet lépni fel az a szint, ami a keverőesővön keresztmodulációt okoz. Ezért ne vigyük túlságosan a HF-erősítést és csak annyit erősítsünk, hogy jelzaj szempontjából még megfelleljen a vevőnk.

Keverőfokozat

A keverőfokozat a vevőkészüléknek az a része, ahol a bejövő jelét a helyi oszcillátor rezgésével összekövezzük és kimenetén a középfrekvenciát kapjuk. A két rezgés keverése nemlineáris karakterisztikán történik. Keverőskor a keverőben a két jel összege és különbsége keletkezik, de kimenetén jelen van az eredeti két jel is. A kívánt jelet a keverő kimenetén rezgőkör, vagy szűrő segítségével választjuk ki. Vevőkészülékekben a középfrekvenciát általában a két különbözőként állítjuk elő. A helyi oszcillátor rezgésszáma lehet a bejövő jelnél magasabb, ekkor felső keverésről, ha alacsonyabb, alsó keverésről beszélünk. Egyoldalúsvos jel vételénél, felső keveréskor a két oldalsáv helyzete felcserélődik mert a vétel jel vonódik ki a helyi oszcillátor jeléből. Alsó keveréskor a helyi oszcillátor modulálatlan jele vonódik ki a vétel jelből, ezért az oldalsáv helyzete változatlan marad.

Kétféle keverés használható, az additív (összeadó) és a multiplikatív (szorzó) keverés. Additív keverésnél a két jel ugyanarra az elektróda-párra (rács-katód) kerül, így a két jel összegyvezérlő a keverő. Szorzó keverésnél a két jel külön-külön elektródákra jut. Mindkét esetben úgy jön létre a keverés, hogy a keverőcső vagy tranzisztor munkapontja az oszcillátor jelének útjában változik, így erősítése is változik. Additív keverést dióddal, trióddal, vagy pontáddal is meg lehet valósítani, lényeges hogy a két jel ugyanarra az elektróda-párra jusson. A két jel keverőre juttatásához törőbhor kapacitív úton (párhuzamosan, kis kondenzátoron keresztül), vagy sorosan (sorolótetekeres segítségével). Fontos, hogy a keverő jó hatásokkal dolgozzon. A keverés hatásfoka nagymértékben függ az oszcillátorjel feszültsé-

Transzponáló vagy szupervevők

$$C_p = \frac{8,82 - 3,75 \left(\frac{7110}{6990} \right)^2}{\left(\frac{7110}{6990} \right)^2 - 1} = 142,7 \text{ pF.}$$

A rezgőkör maximális kapacitása 8,82 - 142,7 = 151,52 pF

Számítunk ki az indukciósértékét:

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 6,99^2 \cdot 10^4 \cdot 151,52 \cdot 10^{-12}} = 3,42 \cdot 10^{-8} \text{ H, vagyis } 3,42 \mu\text{H.}$$

A kész rezgőkör kapcsolási rajza az 5.13. ábrán látható.

Sűvnyójtást vezethetünk úgy is, hogy a hangoló kondenzátort a tekercs leágazásához kötjük. (5.14. ábra). A leágazásra kapcsolt kondenzátort a rezgőkör két végpontjára kapcsolt akkora kondenzátorok tekinthetjük, melynek kapacitása a leágazásra kapcsolt kondenzátor kapacitásának az áttétől négyzetével osztott értéke. Ha pl. 100 pF-os kondenzátort kapcsolunk a tekercs menetszámanak alsó harmadába, ez úgy hat, mintha a teljes rezgőkörre 100:9 = 11,11 pF kapacitású kondenzátort kötöttünk volna. Mivel (különösen a magasabb frekvenciákon) a bekötő huzal induktivitása is számít és a tekercs egyes menetei között sem szoros a csatlakozás, szükség lehet arra, hogy a számítás alapján kapott leágazási pontot ellenőrző mérés alapján korrigáljuk.

Egytengely-hangolás

Egy vevőkészülék RF-előköreit többszörös forgókondenzátor segítségével egyszerre is hangolhatjuk. Ez sokkal kényelmesebb beállítást biztosít, mintha minden egyes rezgőkör kondenzátorát külön-külön kellene beállítani. Itt a rezgőkörök azonos felépítésűek kell lenniük. (A szuperkészülékek oszcillátoráról majd később lesz szó). A forgókondenzátor együtthatóságáról már a gyár gondoskodott. Az egyes rezgőkörök különböző szerelési és járulékos kapacitásként kis kapacitású és méretű, csavartózával állítható trimmer-kondenzátorokkal egyenlíthetjük ki. A rezgőkörök tekercsének induktivitását a tekercs közepemalában elhelyezett menetes vasmagokkal állíthatjuk be azonos értékre. Így módon az együtthatóság megvalósítható.

A szuper-vevőkészülékkel az antenáról érkező jelet, rendszerint RF-erősítővel való felerősítés után, a keverőfokozatban egy oszcillátor jelével keverjük össze. Így a vett jelet a középfrekvenciára transzponáltunk, innen ered a transzponáló vevő elnevezése. A középfrekvenciás jelet a KF-erősítő felerősíti, majd a demodulátorba jut, a hangfrekvenciás jel felerősítése után, a fejhallgatóban hallhatóvá válik (5.15. ábra).

A szuper rendszerű vevőknek sok előnye van az egyenes vevővel szemben. Tudjuk, hogy a szelektivitás mértéke annál nagyobb, minél több rezgőkört alkalmazunk. Egyenes vevőnél minden rezgőkört a veendő állomásra kell hangolni. Szupervevőnél csak a keverőfokozat előtti rezgőköröket kell hangolni, a KF-erősítő rezgőkörét fix hangolástak, itt nagy oldalamerdek-ségű középfrekvenciászűrőket, mechanikus vagy kristálysűrőket is alkalmazhatunk. Ely módon a nagy szelektivitás előnyét minden vételi frekvencián élvezhetjük. Egyenes vevőnél ilyen szelektivitást nem tudnánk elérni.

Vizsgáljunk meg egy erős vevőkészüléket, melykor erősítéssel rendelkezik, ha a bemenetére jutó 0,1 mikrovolttal jelre 10 V-os hangfrekvenciás feszültség keletkezik a végerősítő cső anódján. A bemenő és kiejövő szint között 100 milliószoros a viszony (10⁸), ez 160 dB erősítésnek felel meg. Tekintve, hogy a demodulációnál (diódus) szintesen 13p fel- és azonkívül némi tartalékkal is rendelkezünk, még 10-szeres (20 dB) erősítést hozzáadunk így összesen 180 dB összerősítésből indulunk ki. Ezt kell a vevőkészülék három erősítője között osztani. Ez a három rész a RF-, KF- és HF-erősítő.

A vevőkészülék első fokozatának felépítéséről függ a jó jel/zaj viszony, a túlközszelektivitás és a keresztmoduláció elleni védelem. A jó jel/zaj viszony azt kívánja, hogy a keverőfokozat előtt lehetőleg nagy erősítéssel alkalmazzunk, de ha túl nagy jel jut a keverőre, keresztmoduláció keletkezhet, viszont ha túl kis RF-erősítést alkalmazzunk a keverés előtt, a hasznos jel szintje nem tud a keverőfokozat zaja fölé emelkedni. Kompromisszumos megoldást kell ezért alkalmazni. A gyakorlatat bebizonyította, hogy inkább a jó jel/zaj viszonyból kell egy keveset engedni, mert a túl jó jel/zaj tulajdonságot az antenna által előfo-

gott mindig jelenlévő háttérzaj miatt úgy sem tudnánk kihasználni.

A keverőfokozat előtt 40 dB-nél nagyobb erősítést ne alkalmazzunk. Ha a szükséges összerősítésből a RF-erősítőre meghatározott 40 dB-t levonjuk, 140 dB marad a közép- és hangfrekvenciás erősítésre.

Két csővel 20...30 mV érzékenységgű hangfrekvenciás erősítő könnyen készíthető. A jó fejhallgató-vételhez szükséges 10 mV kimenő teljesítménynél kb. 10 V feszültség keletkezik a végerősítő anódján, ami 300...500 szoros feszültségerősítést jelent, 50...64 dB-nak felel meg. Ezt levonhatjuk a 140 dB-ből, így a középfrekvenciás erősítőre 90 dB jut.

Az erősítés-szintek tehát a következőképpen oszlanak meg:

RF-erősítő	40 dB
KF-erősítő	90 dB
HF-erősítő	50 dB

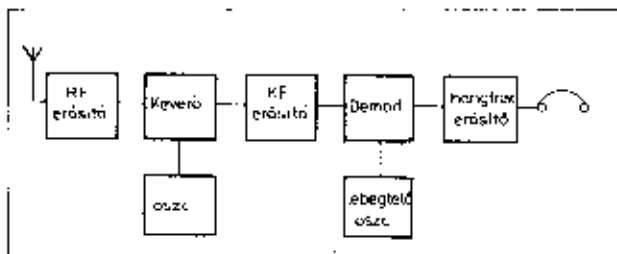
Lássunk egy félvezetős készüléket is. Induljunk hátulról előre. Egy hangfrekvenciás, integrált áramkörös erősítő bemenetére kb. 15 mV kell 1 watt kimenő teljesítményhez (erős hangszóró-vétel). A szokásos kimenő impedanciát figyelembe véve ez 45 dB erősítést jelent. Ha tranzistoros produkt-detektort használunk, nem kell szintéssel számolnunk, sőt még a nagyfrekvenciás szűrés után is kb. kétszeres erősítésünk marad, így a produkt-detektor bemenete 7,5 mV szintet kíván, ezt kell a KF-erősítőnek „szállítani”. Lássuk most a készülék elejét. Egy jó két gótelektrodás FET-tranzisztor zaja olyan alacsony, hogy még 30 MHz-on is elég, ha 10-szeres (20 dB) erősítést alkalmazunk előtte. A FET-nél kb. 2,5 mA/V keverőerősségre számíthatunk, így az 1 kómu impedanciájú kristálysűrű kimenetéről 0,1 mikrovolttal bemeneti antonna jelnél 1,25 mikrovolttal szintet jut a KF-erősítő bemenetére. (A kristálysűrűnek kb. 6 dB átmenetű csillapítása van, így a szint kb. felére esik rajta keresztül). A KF-erősítő 1,25 mikrovolttal bemenő és 7,5 millivolttal kimenő szintjét egybevetve 6000-szeres viszony adódik, ez 76 dB-nak felel meg. Hogy némi tartalék erősítésünk is legyen, ezt felelőrekitjük 80 dB-re.

Látjuk, hogy a KF-erősítő bemenetén még nagyon kis szintek vannak, ezért az első KF-erősítő fokozatba jó minőségű, küszöbi transzisztor kell alkalmaznunk. A félvezetős készülék-nél a szintek a következőképpen oszlanak meg:

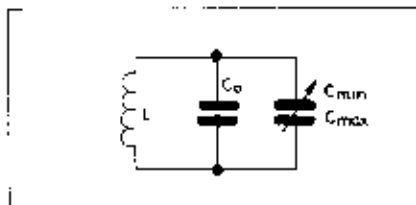
RF-erősítő	20 dB
KF-erősítő	80 dB
Produkt-detektor	0 dB
HF-erősítő	45 dB
Ez összesen	151 dB.

Túlközszelektivitás

A keverőnél használt helyi oszcillátor rezgése két bejövő jellel is kiindulhat a középfrekvencián. Az egyik ilyen jel frekvenciája az oszcillátornál a KF rezgészámmával magasabb, a másik ugyanennyivel alacsonyabb.



5.15. ábra. Szupervevő ábrázolása



5.12. ábra. Sávyújtás párhuzamos kondenzátorral

oája közötti különbségnek. Alacsony rezgésszámú hangol erős állomás vételénél nem lehet beállítani, mert az erős jel szinkronizálja az audion rezgéseit. A szinkronizálódás mértéke erősebb visszacsatolással csökken. Ha amplitúdó-modulált jeleket veszünk, a visszacsatolást szabályozzuk vissza a begerjedési pont mögé, ekkor legérzékenyebb a készülék.

Hangolási módok

Egy rezgőkör frekvenciáját akár a kapacitása, akár az induktivitás értékének megváltoztatásával lehet elhangolni. A gyakorlatban főleg a kondenzátoros hangolást használjuk, a tekercses induktivitásának megváltoztatásával történő hangolási ritkábban alkalmazzuk. Nem mindegy, hogy a hangoló gomb egy fordulatra milyen mértékben változik meg a készülék vételi frekvenciája. Másrvevő készüléknél 500 kHz elhangolás egy gombfordulatra kényelmes beállítást biztosít, az amatőr sávok vételére szolgáló vevőkészülékknél 25...50 kHz elhangolás kívánatos a kényelmes beállítás érdekében.

A rezgőkörben alkalmazott kondenzátor kapacitásának és a tekercses induktivitásának bizonyos arányban kell állni. Ezt az arányt L/C viszonyznak nevezik. A helyes L/C viszony megválasztása érdekében szükséges, hogy a különböző sávok vételénél változni tudjunk a rezgőkör alkatrészeit. A forgókondenzátort kényelmesebb lenne cserélni, ezért a tekercset és a „sávteregtetésnél” alkalmazott fix kondenzátorokat kapcsoljuk át sávváltással. Egyik módja a tekercsek cseréjének megfelelő számú kontaktussal bíró kapcsolóábrása (hullómváltó tárcsa) alkalmazása, mely a kívánt sáv tekercsét az áramkörbe iktatja, a többit (az alacsonyabb sávokét) pedig rövidre zárja (nehogy a nem használt sávok tekercsei örezonanciájuknak megfelelő frekvencián energiát vonjanak el az éppen működő rezgőkörből). Más módszer szerint a tekercseket erre a célra szolgáló csévetestre készítik és a használni kívánt sáv tekercsét dugaszolják a tekercsaljzatba. Ez a módszer különösen kísérleti összeállításoknál vált be.

Sávyújtás

Egy adott tekercses és forgókondenzátor segítségével áthangolható frekvenciasáv függ a tekercses induktivitá-

sától és a forgókondenzátor maximális és minimális kapacitásától. Ha csak keskeny sávot kívánunk átfolgni, sávyújtást, „sávteregtetést” kell alkalmazni. A készülék beállítása így kényelmesebb lesz, mert a hangológomb egy körülfordítására kevesebb állomás esik. A sávyújtás lehet mechanikus, pl. nagy áttételi finombeállító segítségével, de elektronos sávteregtetés is megvalósítható. Most az elektronos sávteregtetésről lesz szó. A rezgőkörben alkalmazott kondenzátor kapacitása, a tekercses induktivitása és a frekvencia közötti összefüggést mint tudjuk – a Thompson-képlet adja. A képletben az induktivitás és a kapacitás értéke nevezőben gyökjel szerepel, tehát az összefüggés fordított és négyzetes, vagyis ha egy rezgőkör frekvenciáját a kapacitás megváltoztatásával a felére akarjuk csökkenteni a kondenzátor kapacitását négyszeresére kell növelni.

Számítsuk ki a következő példát. Forgókondenzátorunk kapacitása 4 és 20 pF között változtatható és szeretnénk vele a 80 m-es amatőrsávot elhangolni. Mekkora kondenzátort kell vele párhuzamosan kapcsolni (C_0), hogy 3500-tól 3800 kHz-ig hangoljon készülékünk? Mekkora legyen az induktivitás értéke?

A rezgőkör felépítése az 5.12. ábra szerinti. Adatok: $C_{max} = 20$ pF, $C_{min} = 4$ pF, $f_{max} = 3800$ kHz, $f_{min} = 3500$ kHz. A C_0 értékét az alábbi képlet szerint számíthatjuk ki:

$$C_0 = \frac{C_{max} - C_{min} \left(\frac{f_{max}}{f_{min}} \right)^2}{\left(\frac{f_{max}}{f_{min}} \right)^2 - 1} = \frac{20 - 4 \left(\frac{3800}{3500} \right)^2}{\left(\frac{3800}{3500} \right)^2 - 1} = 85,5 \text{ pF}$$

Tehát a keresett C_0 értéke 85,5 pF.

A rezgőkört hangoló kondenzátor max. kapacitás-értéke:

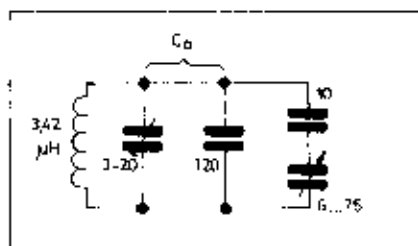
$$C_{max} - C_0 = 20 - 85,5 = 105,5 \text{ pF}$$

Ekkor a rezgőkör 3500 kHz-re van hangolva.

Az L értékének kiszámításához a Thompson-képletet átrendezzük

$$L = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 3,5^2 \cdot 10^6 \cdot 105,5 \cdot 10^{-12}} = 19,6 \text{ } \mu\text{H}$$

5.14. ábra. Sávyújtás leegyszerűsített kapcsolási rajzzal



5.13. ábra. Sávyújtás párhuzamos és soros kondenzátorral

Mivel a rezgőkört áramkörbe kapcsoljuk, párhuzamosan kapcsolódik vele a csöves tranzisztor elektródáinak kapacitása, a szerelési, a szórt kapacitása, valamint a tekercses önkapacitása is. Ezért C_0 helyére 56 pF fix és 25 pF kapacitású trimmer-kondenzátort teszünk és nyitott forgókondenzátor-állás mellett a trimmer segítségével 3800 kHz-re hangoljuk a rezgőkört. Így a helyes C_0 értéket beállítotuk. A gyakorlatban célszerű a sávhatároknál 10...15 kHz-et röhagyni a számítások.

Számítsunk ki egy másik példát is. Forgókondenzátorunk kapacitása 6 és 76 pF között változik és 7000-tól 7100 kHz-ig kívánunk hangolni.

A skála elején és végén 10 kHz-et röhagynak. A frekvenciaátfogás:

$$7100 - 6990 = 1,0172; \text{ a szükséges kapacitás-}$$

átfogást ennek négyzete adja: 1,035.

Látjuk, hogy a rezgőkörben a kapacitást 3,5%-kal kell megváltoztatni a kívánt sávyújtáshoz.

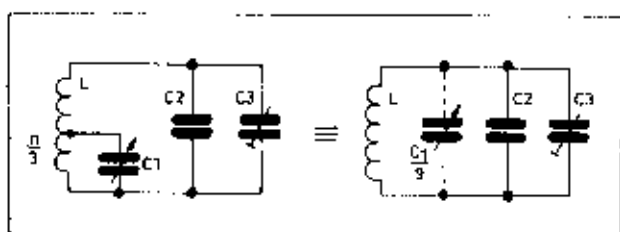
Ha az előző példa szerint járunk el, olyan nagy kapacitású kondenzátort kellene a forgókondenzátorral párhuzamosan kapcsolni, hogy az L/C viszony nem lenne megfelelő. Hogy ezt elkerüljük, kapcsoljunk sorba forgókondenzátorunkkal 10 pF-os fix kondenzátort és számítsuk ki mekkora lesz az eredő kapacitás nyitott és csukott állásban

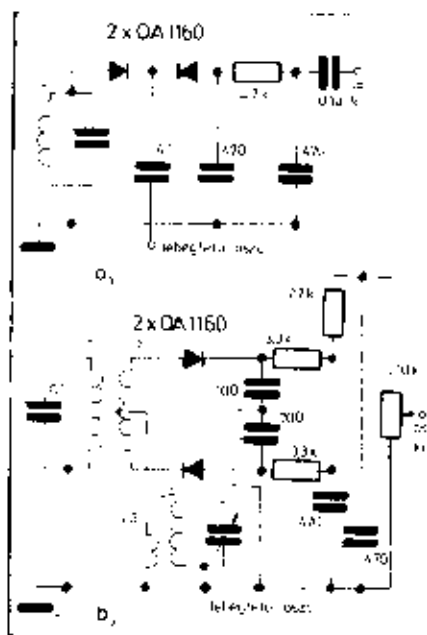
$$\text{a } C_0 = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \text{ képlet alapján.}$$

$$\text{Nyitott állás: } \frac{6 \cdot 10}{6 + 10} = 3,75 \text{ pF;}$$

$$\text{csukott: } \frac{75 \cdot 10}{75 + 10} = 8,82 \text{ pF. Számítsuk}$$

ki a már használt képlettel a C_0 értékét.

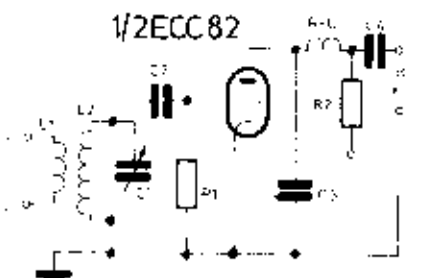




5.8. ábra. Két diódás produkt-detektor

keresztül a cső rácsára kerül. A rács-katód köz (diódának fölé) meg, ahol a rias a dióda anódja, a riaslevezető ellenállás pedig a dióda munkaközpont állása. A C_2 kondenzátor minden félperiódusban amikor a rias-katód dióda vezet a rádiófrekvenciás jel pillanatnyi értékének megfelelően feltöltődik, de nem sokkal feltöltve, mert a töltését a nagy értékű riaslevezető ellenállás lassan levezeti, így a kondenzátor töltése követi a RP jel amplitúdójának megfelelő ingadozást. A riaslevezető ellenállás mentén ingadozó „negyenfeszültség” lép fel, amely a cső anódcímánál vezérlő. A csövet a riasra jutó nagyfrekvenciás jel is vezérlő, így anódcímának középpontja a modulációnak megfelelően ingadozik. A cső anódkörében felerősített hangfrekvenciás jelét el kell választani az ott jelen levő rádiófrekvenciától. Ezt a feladatot végzi el a C_3 -RFC-ből álló szűrő. Az R_2 anódmunkaközpontellenállását a C_1 kondenzátoron keresztül kapjuk meg a hangfrekvenciás jeltől.

Még a rádiózás hőskorában rájöttünk arra, hogy az audion anódkörében jelen levő RFC-jelét hasznosítani lehet.

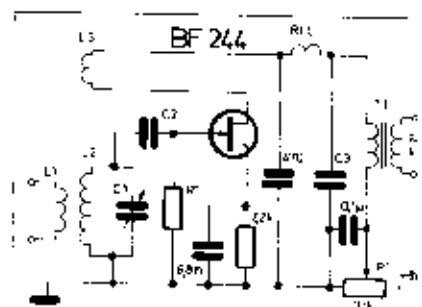


5.9. ábra. Audion demodulátor visszacsatolás nélkül

Ha az anódköri felerősített jelt a rácskörbe tápláljuk vissza, a kapcsolás érzékenysége nagymértékben megnövekszik. A rácsköri veszteségeket így módon pótolva, magán a rezgőkör hatásos Q-ja, a vevőkészülék érzékenyebb és szelektívebb lesz. Az anódcímát egy tekercsen vezetjük keresztül, melyet elmozdíthatóan szereltek a rács-tekercs mellé. E „visszasatoló” tekercs végénél oly módon kötötték az anódkörbe, hogy az anódkörből visszacsatolt energiát visszatérítse a rácsrezgőkör áramát, így pozitív visszacsatolás lépett fel. A visszacsatolás mértékének szabályozhatónak kell lennie, mert akkor legérzékenyebb készülékünk, ha a rezgőkör vesztesége éppen pótolódik. Ha ennél több energiát vezetünk vissza, az áramkör már maga is képes rezgéseket kelteni, oszcillátorrá válik. Ennek távirányítóknál van jelentősége. A visszacsatolás mértékét különböző módon változtatták, a visszacsatoló tekercs távolításával, elfordításával, forgókondenzátor segítségével, anódfeszültség ill. segédtrócs feszültség változtatásával. Így születtek a különböző elvezetői kapcsolások (Meissner, Reinartz, Wegmann, Hartley stb.). Az alkatrészek értékeinek helyes megválasztása és jó beállítás mellett mindegyik kapcsolás egyformán jól működik.

Az 5.10. ábrán a visszacsatolt audion modern kivitelét láthatjuk. FET tranzisztor alkalmazásával. A visszacsatolás indukciós uton jön létre az L_3 tekercsen keresztül. A visszacsatolás mértékét a drain-feszültség változtatásával egy 10 kohmos potenciométerrel állítjuk be. Az L_2 és L_3 tekercs egymás mellett helyezkedik el. Az L_2C_1 segítségével a kívánt frekvenciát állítjuk be. Az L_3 menetszámmal kísérleteznie kell megállapítani. A munkaközpont a T₁ transzformátor primer tekercsét képviseli. A P potenciométer segítségével növelve az audion tápteszültségét, bizonyos állásnál hirtelen koppanás hirtűnk, ha ez nem következik be, eszenéljük meg az L_3 végét. A koppanás azt jelzi, hogy az audion rezgő állapotban van. Ez a visszacsatolás kritikus pontja. A koppanás beállta előtt a vevőkészülék AM telefonú vételére, a koppanás beállta után közvetlenül pedig távirányításra a legérzékenyebb. A rezgő audion által keltett jelek kijutnak az antennára és interferenciafűrőt kelte zavarhatják más készülékek üzemét. Ezért a rezgő audiont közvetlenül antennára kapcsolni tilos. A rezgések kiszűrését elkerülhetjük, ha az audion elemei rádiófrekvenciás erőforrás alkalmazunk, az azaz az előnyvel jár, hogy készülékünk érzékenysége is növekszik.

Bár a visszacsatolt audion érzékenyebb más demodulátoroknál, hátrányai is vannak. Lámurítása nem teljesen kifogástalan, nagy jel-erő nem tud feldolgozni, ezért csak egyszerű vevőkészülékeknél alkalmazzák. Közösítéses bipoláris tranzisztorral is készíthető visszacsatolt audion, ilyen mutat az 5.11. ábra. Az L_1C_1 rezgőkör a kollektor körbe van kapcsolva. A visszacsatolás az emitter és kollektor

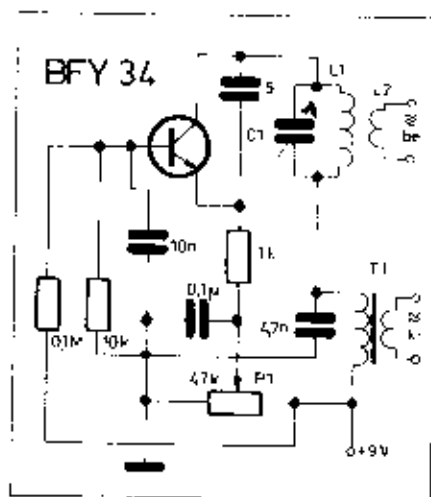


5.10. ábra. Visszasatolt audion FET tranzisztorral

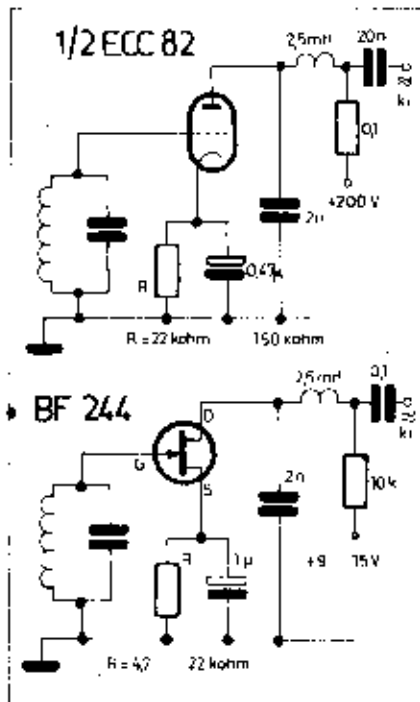
közé kapcsolt 5 pF-os kondenzátoron keresztül jön létre. Az emitterhez kapcsolt 1000 ohmos ellenállás az emittert elyűsíti a földpotenciálhoz, így lehetővé válik a visszacsatolás létrehozása. A visszacsatolás mértékét a 47 kohmos P₁ potenciométer a tranzisztor munkapontjának eltolásával változtatja. A kollektor körben létrejövő áramingadozás átfolyik a hangfrekvenciás transzformátor primer tekercsén és ennek szekunderjéről levezetjük a hangfrekvenciás jelt. Közepes vagy nagy bétájú tranzisztor működik jól ebben a kapcsolásban és fontos, hogy határfrekvenciája jóval magasabb legyen, mint a vevő jelek frekvenciája.

A szuperregeneratív kapcsolással érzékenyebb vevőt készíthetünk, mint egyszerű visszacsatolással, ezeket főleg UHF-sávokban alkalmazzák, ezért az UHF-vevőknél fogjuk tárgyalni.

Hogyan hangoljuk a visszacsatolt készüléket? Távirányítóknál addig növeljük a visszacsatolás mértékét, míg éppen túljut a kritikus ponton, amit úgy koppanás, majd sürgös jelzés. Tovább növelve a visszacsatolást, a sürgös és az érzékeltség is eszik. A lebegtetett hang magasságát a hangolással változathatjuk. A hang magassága megfelel a vett állomás és az oszcillátor által keltett jel frekvencia.



5.11. ábra. Visszasatolt audion kéttrócsás (bipoláris) tranzisztorral



5.5. ábra. Anódkönyök egyenirányító szerepe és félvezetés körében

egységével a hangot szubszponzi tudják.

Az 5.5.a ábra kétlévelés áramkörre annyiban különbözik az előzőtől, hogy az RF-jelminélkül félperiódusát egyenirányítjuk. A kétlévelés egyenirányítás előnye, hogy a RF körszeres rezgés számmal jelenik meg egyenirányítás után, így könnyebben lehet a szűrés megvalósítani. A C_1 kapacitanciájának kicsinek kell lennie az R_1 -hez képest az egyenirányított rádiófrekvenciára vonatkoztatva, hangfrekvencián pedig nagyobb impedanciát kell képviseljen, mint R_2 , máskülönben gyengítve a magasabb hangfrekvenciát. A diólademodulátor hatásfoka rosszabb, mint más demodulátoroké, terheli a rezgőkör, így rontja a szelektivitást. Ha a dióla sorba van kapcsolva munkaellenállással, akkor magasszintű jelek esetén a munkaellenállás ohmértékének kb. felével terhel, ha párhuzamosan, akkor kb. harmadával. A diólademodulátor lineáritása jó és magasszintű jeleket is fel tud dolgozni.

Anódkönyök egyenirányító. Kapcsolása az 5.5. ábrán látható. Az anódkönyök egyenirányító olyan áramkör, melynél a RF-jel egyenirányítása egy elektronos anódkörben, illetve egy FET drainkörben jön létre. Akkor a bősztűtséget kell alkalmazni, hogy az anódkör majdnem lezáródjon, így a munkapont a karakterisztika alsó könyökpontjában legyen. Ha jelet adunk a rácsra, a jel pozitív periódusában az anódkör megnövekszik és követi a jel változásait, hasonlóan, mint a diólademodulátor anódkörben. Az anódkönyök egyenirányító kimenő impedanciája nagy, ezért ellenállás csatlakozást készíteni a következő

lokusz felé alkalmazni. Sokkal érzékenyebb, mint a diólademodulátor, mivel úgy a cső, mint a FET orfált. Ha nem vezéreljük túl, jó a lineáritás és nem terheli a rezgőkört sem (nem rontja annak Q-ját, sem a szelektivitást). A diólademodulátornál valamivel kisebb jeleket tud feldolgozni.

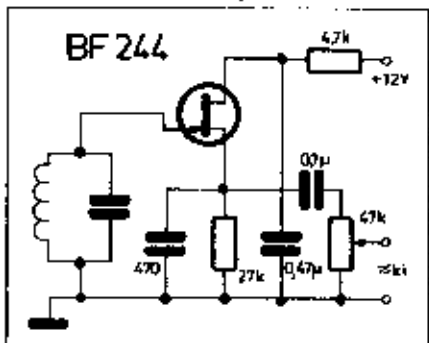
„Végtelen impedanciájú” detektor. Kapcsolása az 5.6. ábrán látható. Igen sok előnye van ennek a kapcsolásnak. Hasonlóan nagy jelszintet tud feldolgozni, mint a dióla, kicsi a torzítás és nem terheli a rezgőkört. A kapcsolás emelkedet az anódkönyök egyenirányító, de munkaellenállás a source (ill. katód-) körben van. Az ellenállás csak rádiófrekvencián van hidegítve, így hangfrekvencián ellenállóbb lép fel, ezért kicsi a torzítása. A drain (anód) úgy rádió-, mint hangfrekvencián hidegítve van. A munkaellenállás és a csatlakozó kondenzátor közti rádiófrekvenciás szűrést alkalmazhatunk, így a hangfrekvenciás erősítőre nem juthat nagyfrekvencia. Mivel a bemenő jel növekedésekor a munkaellenállás is növekszik a feszültségcsés, a gate nem vezérelhető pozitívba, így nem terheli a rezgőkört.

Lehetőleg demodulátorok, produkt detektorok

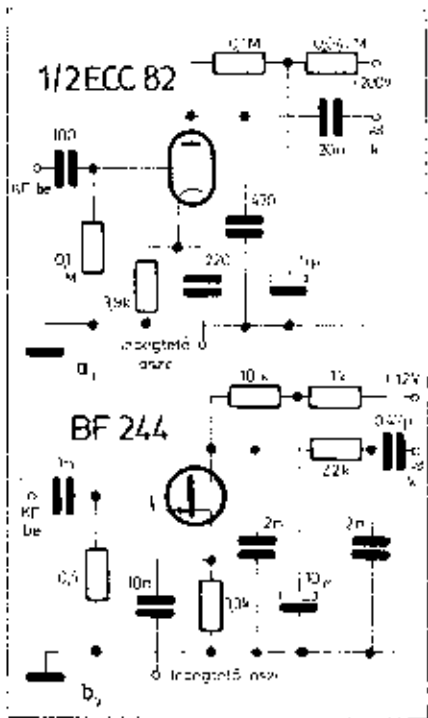
Az eddig tárgyalt demodulátorokat ruozza- vagy SSB-vételre is alkalmazhatjuk. Ha lehetőleg oszcillátort is használunk. Ennek az oszcillátornak 5...20-szor nagyobb feszültségűnek kell lennie, mint a legnagyobb szűrő bejövő jel. Így egy egyszerű demodulátor alkalmazása válhat CW, SSB és AM vételre is. AM vételnél az oszcillátort ki kell kapcsolni.

A produkt detektor olyan keverő rendszerű demodulátor, melynél igen kis torzítás lép fel. Többfeltehetően egy keverőfokozat, melyből a középfrekvenciás jel és a lehetőleg oszcillátor jelének keverése után, különböző jelként hangfrekvenciás feszültség adódik. Ezt megfelelő szűrés és erősítés után a fejhallgatóba vagy hangszóba vezetik.

Az 5.7.a ábrán triódás produkt-detektor kapcsolása látható. A középfrekvenciás jelet a rácsra a lehetőleg oszcillátort a katódra vezetjük. A két jel keverése az anódkörben hangfrekvenciát eredményez. A lehetőleg



5.6. ábra. „Végtelen impedanciájú” detektor



5.7. ábra. Egyszerű produkt detektor, csatlakozás és félvezetés körében

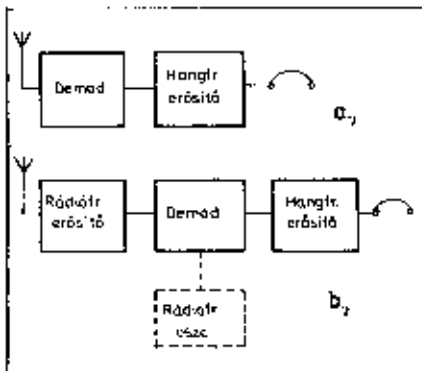
oszcillátor jelének szintje 2 volt körül, a KF-jelnek pedig 0.3 volt alatt kell lennie, mert máskülönben torzítás lép fel, félvezetés miatt. A kapcsolási rajz szerinti anódkörű szűrő 450 kHz vagy ennél magasabb KF-nál megfelelő, alacsonyabb KF-nál komplikáltabb szűrőt kell alkalmazni. A b) ábra hasonló kapcsolást mutat, FET tranzisztor alkalmazásával.

Az 5.8.a ábrán egyszerű, két germinium diólademodulátoros produkt-detektor látható. Az áramkör egyenirányító is diólademodulátoros ellenállású keresztül záródik. Ha vákuumdiólademodulátort alkalmazunk, minélket diólademodulátort 1 Mohm ellenállást alkalmazunk. A lehetőleg oszcillátor jele legyen 10...20-szor nagyobb a bejövő jel szintjénél.

Az 5.8.b ábra kétlévelés produkt-detektort ábrázol. A KF-jel az L_1 rezgőkörrel a diólademodulátoros csatlakozású csatlakozáson keresztül a két diólademodulátor kerül. Ugyanúgy jut a lehetőleg oszcillátor jele is az L_1 csatlakozáson keresztül. A két jel keverése után hangfrekvenciás feszültség keletkezik, mely ellenállásokból és kondenzátorokból álló szűrőn keresztül a hangszó szabályozó potenciométerre jut.

Audion kapcsolás, visszacsatolás

Az audion egyenirányító többféleképpen egy diólademodulátor és egy hangfrekvenciás erősítő kombinációjából (5.9. ábra). A rádiófrekvenciás jel az L_1 rezgőkörrel a C_1 kondenzátoron



5.2. ábra. Egyszeres vevőkészülék tömbvázlatát (a) és egyszeres vevőkészülék RF-erősítővel (b). A szaggatott rajzolt kövek a szinkronin vevő oszcillátorát jelölik

rendszerű vevőkészülékek, melyekkel (modern kieszajú félvezetőket alkalmazva) meglepően jó eredmények érhetők el.

Az 5.2.a ábra a legegyszerűbb vevőkészüléket ábrázolja. Az antenna jele közvetlenül a demodulátor fokozatára kerül, amely a modulációt leválasztja a hordozóról és közvetlenül a felfhallgatót működteti. Mivel a demodulátor (audion) egymagában igen kis erősítést ad, utána 1...2 fokozatú hangfrekvenciás erősítést szoktak alkalmazni. A rövidhullámú rádiózás kezdetén ezt a vevőtípusú általában alkalmazták. A QSL-lapon pl. így jelölték: Rx: 0-V-2. Itt a V jelölte az audiont, előtte a rádiófrekvenciás erősítők számát jelölték, utána pedig a hangfrekvenciás fokozatok számát. Az audion-fokozatban visszacsatolást is alkalmaznak, mert így nagyobb érzékenységet érnek el. A visszacsatolás nagyfrekvenciás rezgéseket kell. Ha az antenna közvetlenül csatlakozik az audion-fokozathoz, a visszacsatolás által keltett rezgések az antennára jutva a környező vevőkészülékeket zavarják. Ezért ilyen készülékeket tilos használni. A zavaró rezgések kisugárzását megakadályozhatjuk, ha az audion és az antenna közé rádiófrekvenciás erősítő fokozatot iktatunk. Így nemcsak a zavaró rezgések elkerülhetők el, hanem vevőkészülék érzékenysége is megnövekszik. Az 5.2.b ábra folyamatosan kihúzott része ilyen (rádiófrekvenciás előerősítő fokozattal ellátott) vevőkészülék tömbvázlata.

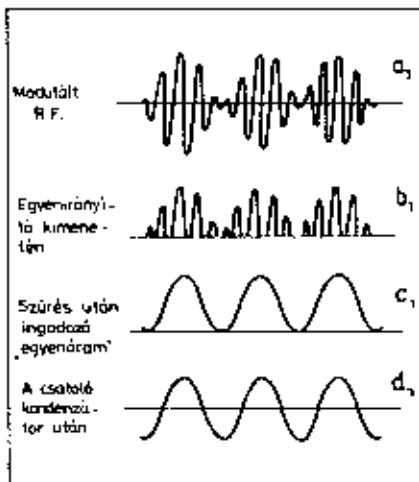
A szinkronin vevőkészüléket is ezen az ábrán láthatjuk. A helyi oszcillátort a szaggatott vonallal rajzolt kövek képezik. Itt a demodulátorban különleges keverőkapcsolás nyert alkalmazást. Erről később még szó lesz. A rádiófrekvenciás oszcillátor a vevő frekvenciáján működik. Távirózásban kissé elhangoljuk, így a morzejeleket az elhangolásnak megfelelő hangmagassággal halljuk. SSB-vételnél az oszcillátort az elhangolt vevő helyére hangoljuk, így a moduláció érthetővé válik. Az így demodulált és felerősített jelet a felfhallgatóba vezetjük. A demodulátor és hangfrekvenciás erősítő közé egy aluláteresztő szűrőt kapcsolva, a beszéd frekvenciák-

nál magasabb rezgésszámú zavaró jeleket távoltarthatjuk a felfhallgatótól. Táviró vételnél 900 Hz-es távirósűrűt is alkalmazhatunk, így vevőkészülék szelektívbb lesz. FFT-transzisztorok alkalmazásával keresztmoduláció szempontjából is igen jó szinkronin vevő készíthető.

Demoduláció, demodulátorok

A demoduláció olyan eljárás, amely a modulált hordozóról leválasztja az információt. Amplitúdó-modulált jelnél (AM) csupán egyenirányítani kell a modulált jelet. FM-vételnél a bejövő jelet először AM-jellé kell alakítani, azután egyenirányítani. A demodulátor érzékenységet a kimenő és bemenő szint viszonyával fejezhetjük ki. A demodulátort akkor nevezhetjük lineárisnak, ha demoduláció után pontosan azt a jelet kapjuk vissza, amellyel az adót modulálták. Ismerni kell a demodulátor impedanciáját, mert ha ez alacsony, teljesítményt fogyaszt, melyet az előző fokozatnak kell leadni. Követelmény az is, hogy a demodulátor nagyszintű jeleket is torzítás nélkül tudjon feldolgozni.

A dióda-demodulátor. Legegyszerűbb AM-demodulátor a dióda. A félvezető diódák már majdnem teljesen

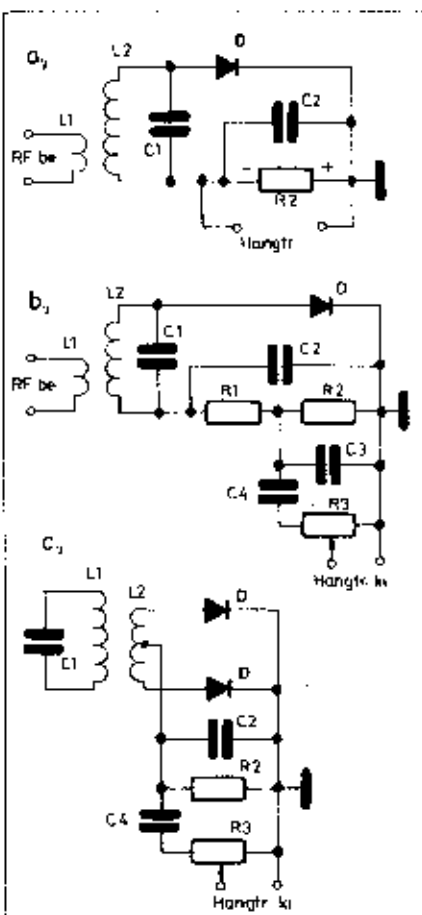


5.1. ábra. Modulált RF-jel demodulációjának folyamata

kiszorították a vákuumdiódákat, mert olcsóbbak, nagyobb az élettartamuk és megbízhatóbbak. A germánium és szilíciumdióda nem olyan tökéletes egyenirányító, mint a vákuumdióda, mert kis mértékben záró irányban is vezet, a gyakorlatban azonban tökéletesen helyettesíti a vákuumdiódát.

Az 5.3. ábrán diódás demodulátor-kezeléseket látunk, egyoldalas és kétoldalas egyenirányítással. Az a ábra legegyszerűbbet képes mutatni. $L_2 - C_1$ rezgőkört képez, az L_1 csatolótekeres táplálja a rezgőkört. D a dióda és R₁ a munkacellenállás. A C₂ kondenzátor nagyfrekvenciásan zárja az áramkört. A b és c ábra ugyanannak az áramkörnek gyakorlati kivételét mutatja. Itt C₁ - R₁ - C₂ aluláteresztő szűrőt képez és megakadályozza, hogy a hangfrekvenciás erősítőbe rádiófrekvenciás jel jusson, mert az begerjedést, túlfeszülést okozhat. Az ábrán szereplő alkatrészek szokásos értékei: R₁: 50 kohm, R₂: 250 kohm, R₃: 0,5 Mohm, C₁ és C₂: 100 pF, C₃: 0,1 µF, D: OA 1160 típusú kristálydióda.

A demodulációs folyamatát az 5.4. ábra szemlélteti. Az a ábra mutatja a rezgőkörön levő modulált rádiófrekvenciás jelet. Mivel a dióda csak akkor vezet, amikor anódja pozitív a katódjához képest, a RF-áramnak csak egyik irányú félperiódusa jut keresztül rajta. Az egyenirányító kimenetén megjelenő fél-ciklusokat a b ábra mutatja. Ezek a fél-ciklusok feltöltik a C₂ kondenzátort, amely a vele párhuzamosan kapcsolt R₂ ellenálláson keresztül lassan kisül. A C₂ értéke úgy van megválasztva, hogy töltésből a következő félperiódus beérkezéséig csak kevés vesszen, így az R₂C₂ kombináció két végpontján a modulált frekvencia ütemében ingadozó „egyenfeszültség” lesz (5.4.c). Ha ezt az ingadozó egyenfeszültséget egy kondenzátoron keresztül vezetjük, csupán a változások fognak keresztüljutni rajta, így visszakapjuk a modulált frekvenciát (d ábra). A csatoló kondenzátorról rendszerint potenciométerre (R₄) visszük a hangfrekvenciás jelet, melynek



5.3. ábra. A dióda-demodulátor egyszerűsített (a) és tényleges (b és c) rajza

5. Rövidhullámú vevőkészülékek

Győző József okl. vill. mérnök HA 5 DJ

A jó vevőkészülék fontos tulajdonsága az érzékenység, mert a távoli, kisteljesítményű amatőr adóállomások gyenge jeleit csak érzékeny vevőkészülékkel tudjuk venni. Az érzékenység mellett fontos követelmény a szelektivitás is. A szelektivitás a vevőkészüléknek az a tulajdonsága, hogy a zsúfolt amatőrsávokban képes a venni kívánt állomást, más közeli frekvenciákon működő állomásoktól elkülöníteni. Fontos tulajdonság még a stabilitás is, hogy a behangolt állomástól ne hangolódjon el a vevőkészülék, pl. hálózati feszültségingadozás vagy hőmérsékletváltozás következtében.

Egy jó és egy rossz minőségű vevőkészüléket összehasonlítva azt tapasztalhatjuk, hogy az előbbivel könnyen vehető a gyenge, távoli jelek, az utóbbival pedig alig hallatszanak ki a zajból és nehezen, vagy egyáltalán nem vehetőek.

Jól tervezett és kezelt, amatőr által készített vevőkészülékkel is érhetünk el kiváló eredményeket, viszont a legdrágább gyári készülékek sem biztosítják a jó eredményt helytelen kezelés mellett.

A vevőkészülékek műszaki jellemzői

Érzékenység. A vevőkészülék érzékenységének számszerű kifejezésére egyik mód az, hogy meghatározzák, mekkora jelfeszültség szükséges az antennabemenetre ahhoz, hogy a kimeneten a jel plusz zaj feszültsége 10 dB-lel (3-szor) nagyobb legyen, mint az a zajszint, melyet akkor mérhetünk a készülék kimenetén, ha nincs jel az antennabemeneten. Ez a mérési mód nem pontos, mert nem veszi figyelembe sem az antennabemenet impedanciáját, sem a készülék sávszélességét, ezért nem alkalmas különböző vevőkészülékek helyes összehasonlítására.

Az érzékenység zajszámmal való kifejezése. Az elektronos vezetőkben, az antennában, a készülék áramkörében a molekulák hőmozgása mozgása kis zajfeszültséget gerjeszt, ezt hő- vagy ellenállászajnak is nevezik. Ez a zaj független a frekvenciától és teljesítménye arányos az abszolút hőmérséklettel, az impedancia ohmos komponensével és a sávszélességgel. Zaj keletkezik a csövekben és a félvezetőkben is, az átfolyó áram kis szabálytalan ingadozásai miatt. Ezt szétzajnak nevezik. A számításkoránál kényelmesen használható értéket kapunk, ha a zaj szintjét úgy határozzuk meg, hogy az egy ellenálláson keletkezett, mely egy ideális zajmentes elektronos vagy félvezető vezérlő elektródájához van kapcsolva. Ez az ekvivalens zajállomlás.

Egy ideális vevőkészülékben nem keletkezik zaj, és a legkisebb vehető

jelfeszültséget csupán az antenna hőzaja és a háttérzaj határozná meg. Egy valóságos vevőnél a vehető jel minimális szintjét az határozza meg, hogy az antennában keletkező jel (és hőzaj) milyen mértékben tudja felül a készülék bemenő fokozatának zaját. Egy jó vevőkészülékben a legelső fokozat zaja dominál, a későbbi fokozatokban keletkező zaj csak igen kis mértékben érvényesül. Egy jól megszervezett rövidhullámú vevőkészülékben olyan alacsony a zajszint, hogy a vehető legkisebb jel szintjét a helyi zajviszonyok határozzák meg. Ez 30 MHz alatt igaz. Magasabb frekvenciákon kisebb a háttérzaj, mint rövidhullámon, ezért itt kisebb zajú vevőkészülékek érzékenységét is ki lehet használni.

Azt, hogy egy vevőkészülék milyen mértékben kezelíti meg az ideális zaj nélküli vevőt, zajszámmal fejezzük ki (NF: Noise Figure). A zajszám egy olyan decibelben kifejezett viszonyszám, mely azt mutatja, hogy egy tényleges vevőben hányszor nagyobb zaj keletkezik, mint egy ideális vevőben. Egy jó kommunikációs vevő zajszáma 5...10 dB (30 MHz alatt). El lehet érni 2...4 dB zajszámot is, de ezt az állapotban jelenlévő háttérzaj miatt csak igen ritka esetben lehetne kihasználni. A zajszámot nem befolyásolja a sávszélesség, tehát különböző vevőkészülékek reális összehasonlítására használható.

Szelektivitás. A szelektivitás a vevő-

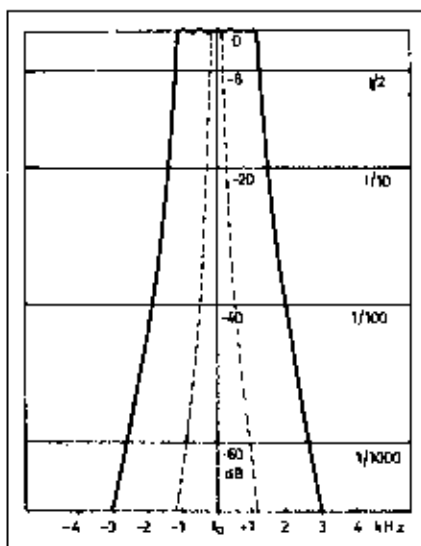
készüléknek az a tulajdonsága, hogy a venni kívánt jelet el tudja választani a közeli frekvenciájú egyéb jelektől. Általában minél több és jobb rozgókört alkalmazunk, annál szelektívebb a vevőkészülék. Az 5.1. ábra egy rövidhullámú vevőkészülék átviteli görbéjét ábrázolja. A szaggatott vonal a táviróvételnél, a folyamatos az egyoldalaóvos arás vételnél alkalmazott átviteli görbe. A gyakorlatban a szűrés átviteli sávszélességének a 6 dB pontok közötti sávszélességet tekintjük. Itt esik felére a szint. Az emberi fül tulajdonsága, hogy ekkora szintkülönbséget már jól meg tud különböztetni. Egyoldalavaóvos vételnél a két 6 dB-es pont távolsága 2...3 kHz szokott lenni. Táviróvételnél 120...500 Hz sávszélesség használatos.

Stabilitás. Stabillnak akkor mondhatunk egy vevőkészüléket, ha a behangolt állomás behangolva marad akkor is, ha közben a környező hőmérséklet és a tápfeszültség megváltozik. Akkor sem szabad a készüléknek elhangolódnia ha mechanikai behatás, pl. rázkódás éri.

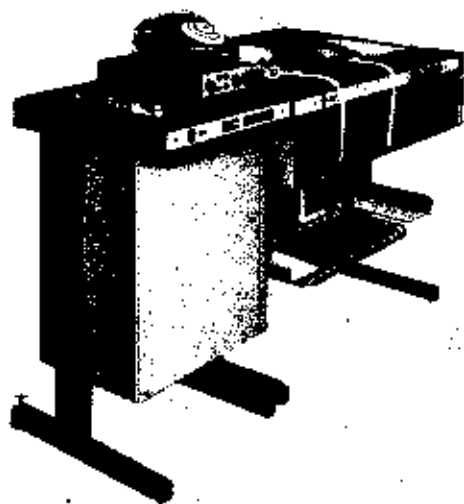
Keresztmoduláció. Úgy a rádiócső, mint a tranzisztor karakterisztikája csak kis szakaszon tekinthető egyenesnek. Ha készülékünkkel gyenge állomást veszünk és közeli frekvencián nagy térorósságú állomás dolgozik, az aránylag lapos rezonanciagörbéjű rádiófrekvenciás előkörök nem tudják ezt a nem kívánt jelet kellőképpen csillapítani, ezért ennek modulációja megjelenik a vett gyenge állomás hangdozóján. Ennek oka, hogy a nagy térorósságú állomás a csövet vagy tranzisztort a karakterisztikájának hosszabb szakaszán vezérli, amely már nem tekinthető egyenesnek. (Élőbből a szempontból főleg a karakterisztika harmadfokú görbületének van szerepe). A keresztmoduláció jelenségét arról lehet felismerni, hogy ha a gyenge állomás leáll, vele együtt a moduláció is eltűnik, dacára annak, hogy a zavaró jel továbbra is fennáll. Mint mondtuk, a rádiófrekvenciás erősítőben is keletkezik keresztmoduláció, de a szuperkészülékek keverő fokozata még lényegesen előbből a szempontból, mivel az egyébként is erős jelet a rádiófrekvenciás erősítő még jobban felerősítve juttatja a kóroforásra.

Egyszerű vevőkészülékek

Legegyszerűbb vevőkészülékek az egyenes vevők. Ezek csöves vagy félvezetős kivitelben készíthetők. A félvezetős egyenes vevők igen kis fogyasztással tűnnek ki, könnyű teleppel sokáig üzemben tarthatók, ezért szívesen alkalmazzák könnyű hordozható berendezések vevőjeként. Az utóbbi időben elterjedtek a szinkrozin



5.1. ábra. Egy kommunikációs vevőkészülék szelektivitásgörbéje. A szaggatott vonal a táviróvételnél, a folyamatos az egyoldalavaóvos arás vételnél alkalmazott átviteli görbéje. A görbéről leolvasható, hogy a sávszélességtől távolodva milyen mértékben csillapít a szűrés



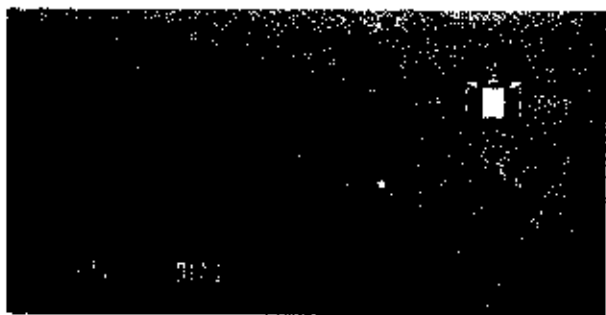
TAP—2/B típusú adatátviteli előfizetői pont

E—2 konstrukcióban készült ETK—960 csatornás átviteltechnikai berendezés

pont felé az adattovábbítás illetve a számítógéptől jövő jelek hibamentes vétele. A TAP—2 200 bit/s sebességű adatjelek félduplex szinkron átvitelére alkalmas, a számítógéppel való on-line üzemmódban. Perifériaként lyukszalag illetve szélperforált kártyalyukszalag-olvasó vagy írógép alkalmazható.

TAP—3 adatátviteli előfizetői pont a távbeszélő hálózaton működő távadatfeldolgozó rendszerben alkalmazható. Perifériaként lyukszalag-lyukszalag-olvasó és írógép alkalmazható. Alkalmas 600 vagy 1200 bit/s sebességű adatjelek szinkron átvitelére.

TETA—1200 (MINSZK 32) illesztőegység lehetőséget biztosít távbeszélő-hálózaton a TAP—2, TAP—3 előfizetői pontoktól a



Az 1977. évi tavaszi Budapesti Nemzetközi Vásáron nagydíjat nyert BK—300/G és BK/G gáz- és olajvezeték mentén működő technológiai hűrendszer

MINSZK—32 számítógéphez on-line üzemmódban történő adattovábbításra a MINSZK—1560 multiplexoron keresztül.

TERTA távadatfeldolgozó rendszerek alkalmazási területtel:

- kereskedelem
- szállítványozás
- készletgazdálkodás
- termelésirányítás
- meteorológiai adatszolgáltatás
- pénzügy, oktatás, tervezés
- vállalatirányítás
- diszpécser-szolgálat
- helyfoglaló rendszer

A Telefongyár vállal: komplett átviteltechnikai, valamint számítástechnikai távadatfeldolgozó rendszerek tervezését és gyártását. Sokéves tapasztalattal rendelkező szakembereink belföldön és külföldön egyaránt végeznek üzembe helyezést, karbantartást és oktatást.

Termékeinket forgalomba hozza:

- belföldön: Telefongyár Kereskedelmi Főosztály
- külföldön: BUDAVOXX Híradástechnikai Külkereskedelmi Rt.

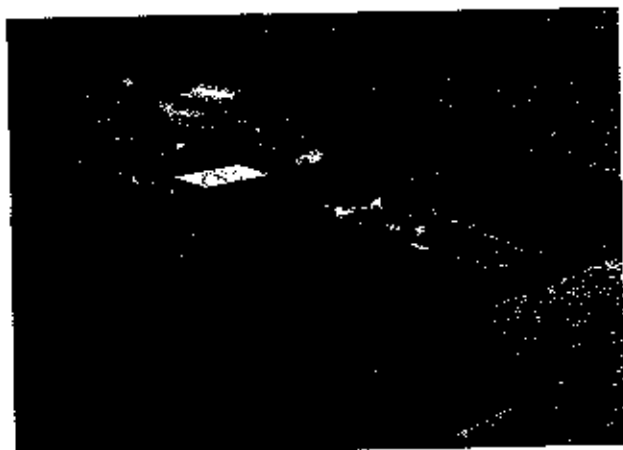


telefongyár

1956 Budapest
Pf. 16.



telefongyár



Távfeldolgozó terminálok
(adatátviteli előfizetői pontok)

Az évszázados múlttal rendelkező Telefongyár gyártmányai Európában, Ázsiában, Afrikában és Dél-Amerikában is nagy tekintélynek örvendenek. Magyarországi viszonylatban a híradástechnikai ipar egyik legnagyobb vállalata.

A Telefongyár tevékenysége felöleli a beszéd és távírójelek rövid és közepes, valamint a nagy távolságú átvitelének ügyszólván minden eszközt, beleértve a kis és nagy csatornaszámú, vivőfrekvenciás rendszereket a különféle vezeték típusokhoz és rádiórelé vonalakhoz. Ez elvben és megoldásban összefüggő gyártmánycsalád megfelel a nemzetközi (CCITT és KGST) műszaki követelményeknek.

Az új rendszertechnikai irányzatok (pl. koaxiális kábeles technika, digitális átviteltechnika, adatátvitel) az új technikák és a legkonkrétabb formák alkalmazása a Telefongyár legfőbb feladata.

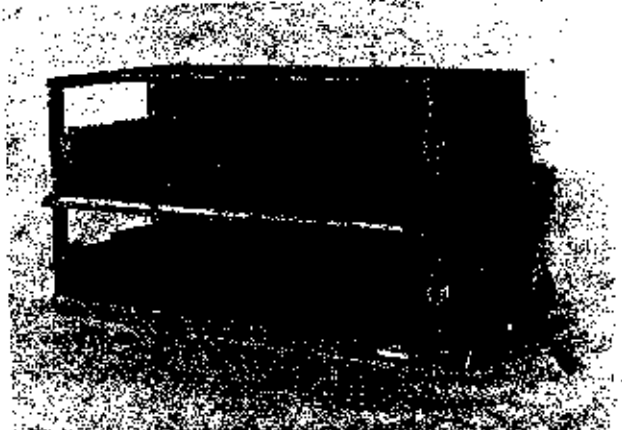
Átviteltechnikai rendszerek és gyártmányok:

- Légvezetékes 3 és 12 csatornás rendszerek
- Szimmetrikus kábeles 12 és 60 csatornás rendszerek
- 300/960/2700 csatornás koaxiális kábeles gyártmánycsalád
- Multiplex rendszerek „rádiórelé” összekötésekhez
- Speciális komplett átviteltechnikai rendszerek termék-szállítóvezeték hálózaton biztosításához rádiókábeles, telemechanikai koaxiális kábelben működő 300 csatornás rendszerek és diszpercer-összekötésekkel kiegészítve. BU—300/G, BU/G
- 30/32 csatornás PCM rendszerek, továbbá különféle PCM rendszerek távíró és adatátviteli célokra.
- Hangfrekvenciás sávban működő 50, 100, 200 Baud sebességű frekvenciamodulált távíró rendszerek.

Távfeldolgozó rendszerek és berendezések

TAM—201 adatátviteli modem

A TAM—201 modem távbeszélő-hálózaton működő távfeldolgozó rendszerek nélkülözhetetlen része. Kis sebességű előfizetői pontokhoz (1 2 ingerfece) CCITT V.24 és V.28. ajánlás alapján illeszthető. Alkalmos 300 bit/s sebességű szinkron vagy aszinkron adatjelek duplex átvitelére.



GMB—12/40—2 csoport modem berét

TAM—601 szinkron adatátviteli modem

A TAM—601 modem távbeszélő-hálózaton távfeldolgozó rendszer nélkülözhetetlen része. Középsősebességű előfizetői pontokhoz (1 2 ingerfece) CCITT V.24 és V.28. ajánlás alapján illeszthető. Alkalmos 600, ill. 1200 bit/s sebességű szinkron vagy aszinkron adatjelek félduplex átvitelére.

TTB—200 távíró vonalcsatlakozó

A távíróhálózaton működő távfeldolgozó rendszer nélkülözhetetlen része. Kis sebességű előfizetői pontokhoz a CCITT V. 24. és V. 28. ajánlás alapján illeszthető. Alkalmos max. 200 bit/s sebességű adatjelek duplex átvitelére.

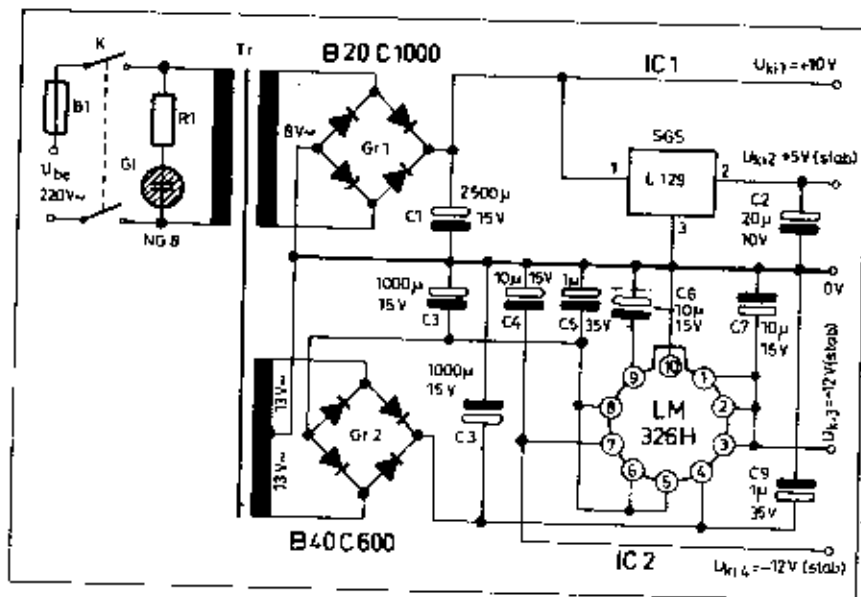
TTX—200 távíró vonalcsatlakozó a távíróhálózaton működő adatfeldolgozó rendszerekben távíró vonalcsatlakozóként alkalmazható. Alkalmos 200 bit/s sebességű szinkron vagy aszinkron adatjelek duplex átvitelére.

TTH—4800 vonalirívóegység a bérelt távbeszélő-hálózaton létrehozott távfeldolgozó rendszer része. Illeszthető a TERTA TAM—200, TAM—201, TAM—600, TAM—601 modemeihez.

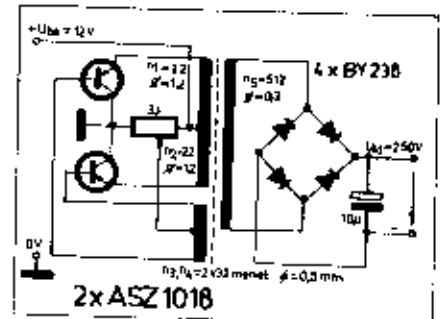
TMX—2400 távoli multiplexor teljesen digitális, szinkron üzemi időbeosztásos távoli multiplexor. A távfeldolgozó rendszerben való alkalmazásával több (max. 23 db) átviteli csatorna adatai egyetlen telefonvonalon továbbíthatók. A berendezés alkalmazása lehetővé teszi a szükséges telefonvonalak számának csökkentését. A multiplexált csatornák számát és kombinációját a vonal sebessége korlátozza.

TAP—70 adatátviteli előfizetői pont a távbeszélő- és távíróhálózaton működő távfeldolgozó rendszerben alkalmazható. Biztosítja a távoli előfizetői pont vagy a számítógép felé az adattovábbítást, illetve az ezektől jövő jelek hibamentes vételét. A TAP—70 alkalmas 100 bit/s sebességű adatjelek szíplex vagy félduplex, start-stop rendszerű átvitelére. Az adatok bevitele, illetve kírása írógéppel történik.

TAP—2 előfizetői pont a távbeszélő- és távíróhálózaton működő távfeldolgozó rendszerben alkalmazható. Feladata az előfizetői



4.88. ábra. Különböző kimeneti feszültségű tápegység



4.90. ábra. Ellenütemű egyenfeszültség-átalakító

A 4.86. ábrán a Silicon General cég által gyártott SG 1501 típusal felépíthető kettős kimeneti feszültségű áramkör kapcsolási rajza látható. A National-cég által kifejlesztett LM 325 (+15 V) és LM 326 (+12 V) típusú feszültségzabályozók alkalmazására láthatók példák a 4.87., 4.88. és 4.89. ábrákon.

4.5. Egyenfeszültség-átalakítók

Az egyenfeszültség-átalakítókat ott használják, ahol a berendezés telepről való üzemeltetése is szükséges. Az idő-

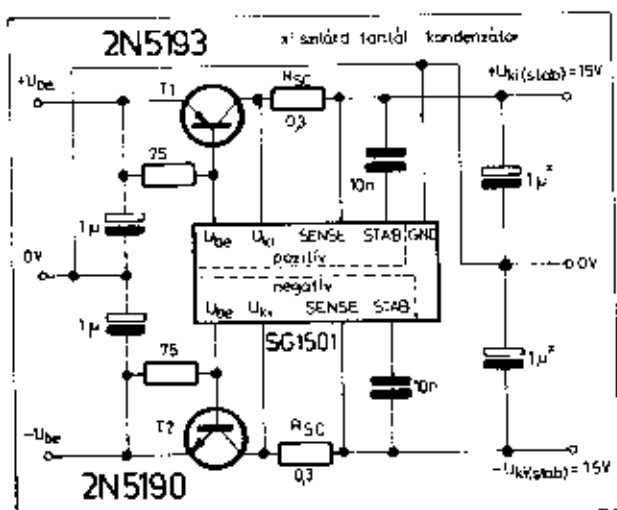
és vevőberendezések anódfeszültségeit állítjuk elő segítségével.

Egyenfeszültség-átalakítóként kezdetben mechanikus átalakítókat alkalmaztak. Még olykor ma is találkozunk uniformerens megoldással. Ez esetben egy motor egy egyenáramú dinamót hajt meg, mely a megfelelő anódfeszültségeket állítja elő. Az egyenfeszültség átalakítása vibrátor segítségével is lehetséges. Itt az egyenfeszültséget megszigatva egy transzformátorra juttatjuk. A transzformátor szekunder feszültségét egyenirányítva megfelelő értékű anódfeszültség nyerhető.

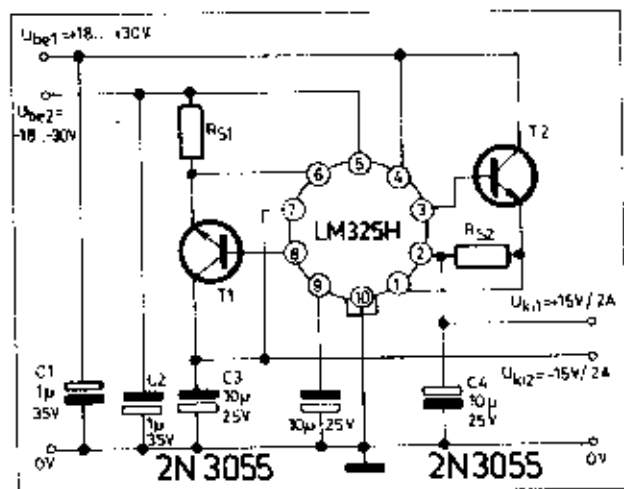
E megoldások hátránya, hogy a nagy alkatrészek könnyen elkopnak, továbbá a kontaktusok szikrázásának megszüntetése, illetve a keletkező zavarfeszültségek kiszűrése igen nehe-

zen oldható meg. A tranzisztoros egyenfeszültség-átalakítók mindezeket a hiányosságokat megszüntetik.

A 4.90. ábrán egy 12 V/250 V-os átalakítót mutatunk, amely igen jól használható terepen működő adók és vevők anódláramforrásaként. Az ellenütemű átalakítóban felhasznált vasmag: M55-06 ferrit, vagy Manifer 1100-os típusú. A két fél E-magot szembehelyezzük egymással, közöttük légrés nincs. A bázisosztó egy darab 33 ohm, 6 W-os huzalellenállás, bilincses kivitelben. A bilincs kb. 6-7 ohm „távolságra” van a plusz feszültségtől. Az osztót úgy kell beállítani, hogy terhelés nélkül az áramfelvétel kb. 1,7 A legyen. A kapcsolás bemeneti árama max. 7 A, 0,25 A-ra kimeneti terhelésnél. Az üzemi frekvencia 500 Hz.



4.86. ábra Kettős kimeneti feszültség előállítója SG 1501 típusú követő feszültségstabilizátorral



4.88. ábra Kettős kimeneti feszültség előállítás LM 325H típusú stabilizátorral

A minimális hőmérsékleti drift előírás céljából az R_1 ellenállás értékét $R_1 - R_2$ ($R_1 - R_2$) értékre kell megválasztani. A kapcsolás elemértékeit a 14. táblázatban található. A számításokban R_2 ellenállás értékét 6,8 kohmra választottuk. Az $U_{be} - U_{ki}$ feszültségkülönbségnek minimálisan 3 V-nak kell lennie.

A 4.78. ábrán 723 típusú integrált áramkörrel felépíthető, 2...6,5 V-os kimeneti feszültségű stabilizátor kapcsolási rajza látható. A kimeneti feszültség: $U_{ki} = 7,15 \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$. Az $U_{ref} = 7,15$ V, $R_1 = 3,6$ kohm, $U_{jmax} = 9,5$ V értékek felhasználásával a szükséges elemértékek a 15. táblázatban találhatóak.

A 4.79. ábrán 40...250 V közötti kimeneti feszültségű stabilizátor-áramkör látható. Az $R_1 = 3,6$ kohm, $U_{ref} = 7,15$ V, ($U_{be} - U_{ki}$ min. 9,5 V) értékek mellett a 16. táblázatban levő R_2 ellenállás-értékek adódnak.

A 4.80. ábra -6...+37 V-os kimeneti feszültségű stabilizátor kapcsolási ábrázol, ahol

$$U_{ki} = \frac{U_{ref} \cdot R_2 - R_1}{2 \cdot R_1} \quad R_2 = R_1 \cdot (R_1 = 3,6 \text{ kohm}; U_{ref} = 7,15 \text{ V})$$

A Zener dióda legalább 10 V-os legyen. A szükséges R_1 ellenállás értékét a 17. táblázat tartalmazza. $U_{be} - U_{ki}$ min. 3 V.

A 4.81. ábra -35...-250 V-os kimeneti feszültségű áramköri változatot ábrázol. Az előző kapcsolás összefüggései ezen kapcsolásra is érvényesek. A szükséges R_2 ellenállás-érték a 18. táblázatban található meg ($R_1 = 3,6$ kohm; $U_{ref} = 7,15$ V; $U_{be} - U_{ki}$ min. 3 V.)

A 4.77...4.81. ábra öt kapcsolásához szükséges R_{sc} áramkorlátozó ellenállás értéke a 19. táblázatban található meg. A táblázatban megadott hőmérséklet a T_j réteghőmérséklet. Erőke:

$$P_T = \frac{(U_{be} - U_{ki}) \cdot I_{ki} - 60 \text{ mW}}{R_{th}}$$

ahol $R_{th} = 160 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{mW}$ TO-100 toknál és $R_{th} = 125 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{mW}$ műanyag DIP-tok esetében.

Az alkapcsolások segítségével megépíthető 5 és 24 V kimeneti feszültségű komplett tápegységek láthatók a 4.82. és 4.83. ábrákon. A 4.82. ábra áramkörénél a kimeneti feszültség az R_2 ellenállással állítható be a pontos értékre. A kapcsolásban felhasznált Zener-dióda feladata, hogy az 5 V-os kápfeszültségen esetleg megjelenő nagyobb feszültségcsúcsokat levggya.

Mint két áramkörnél az IC 2. és 3. pontja között levő R_{sc} ellenálláson folyik keresztül a teljes terhelési áram, így az azon eső feszültség arányos az átfolyó árammal, melyet a kimeneti áram határolására használunk.

A 4.84. ábrán 0...38 V-ig szabályozható kimeneti feszültséget biztosító tápegységet mutatunk be. A D₁ és D₂ diódáknak 3 A terhelhetőségűnek kell lenniük.

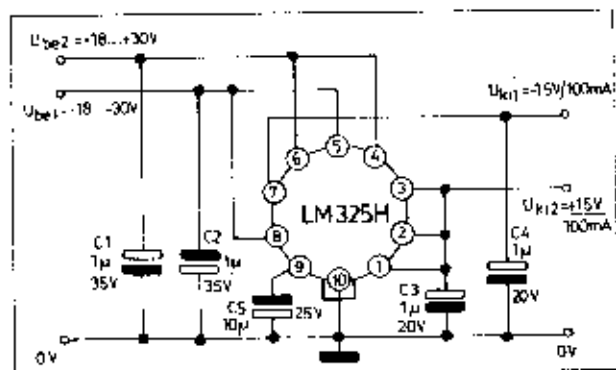
Végezetül egy alóberendezés tápegysége látható a 4.85. ábrán. Az itt szereplő transzisztor 10 cm² felületű hűtőlapra kell szerelni.

Kettős kimenetű integrált feszültség-szabályozók felhasználása

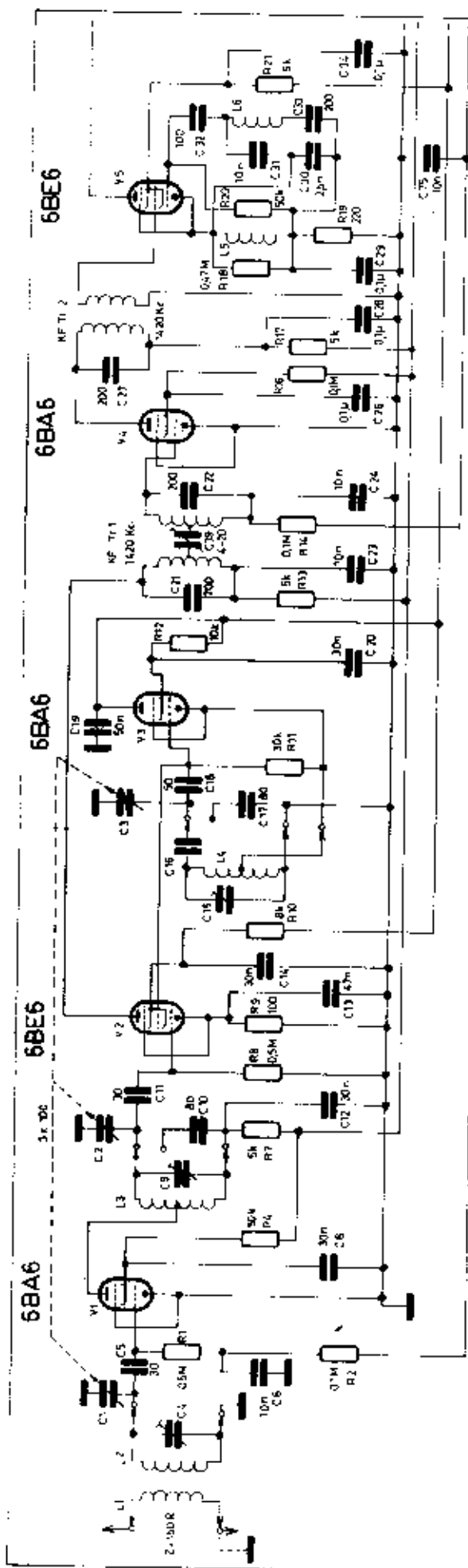
Művelési erősítők, komparátorok, egyes MOS-áramkörök és részben az alacsonyfrekvenciás erősítők is kettős, azaz mind pozitív, mind negatív tápfeszültséget igényelnek.

Két egymástól független pozitív és negatív kimeneti feszültségű integrált szabályozóval nem biztosítható az az alapvető követelmény, hogy a két stabilizált feszültség illesztett legyen vagy kövessék egymást. Az egyetlen monolitikus elűpen felépített kettős kimenetű integrált feszültség-szabályozók egyáltalán nem tesznek lehetővé kettős kimeneti feszültséget úgy, hogy a két stabilizált kimeneti feszültség közül az egyiket automatikusan kompenzálják a másik változással szemben. Az ilyen kettős kimenetű feszültség-szabályozók előállítói udattapjukon a „Dual Tracking Regulator” megjelölést használják. A „to track” kifejezés itt értelmezészerűen a „követni” vagy „magával húzni” kifejezéssel fordítható.

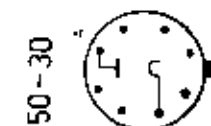
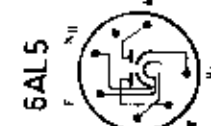
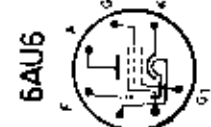
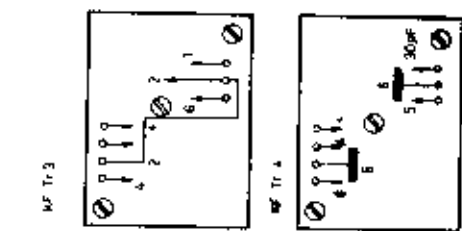
Kettős kimenetű integrált feszültség-szabályozókat a MOTOROLA MC 1588, a RAYTHEON RC 4195; RM 4194, a SILICON GENERAL pl.: SG 1501, a FAIRCHILD μ A 78T00 és legújabbban a NATIONAL cég LM 325 (± 15 V); LM 326 (+12 V) és LM 327 (± 5 V és -12 V) típusjelöléssel gyárt.



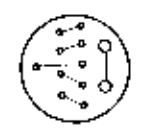
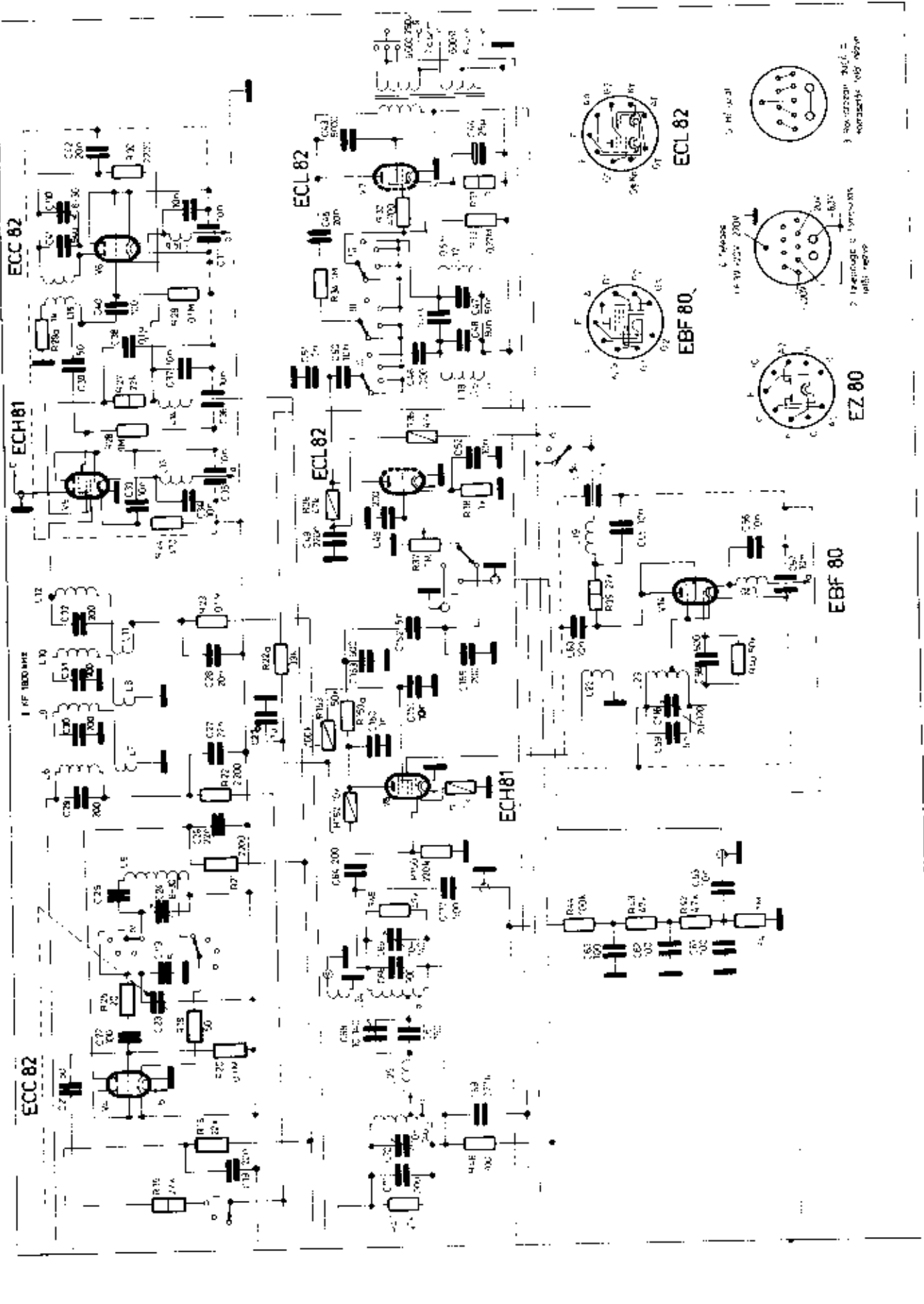
4.87. ábra Kettős kimeneti feszültség előállítás LM 325H típusú integrált stabilizátorral



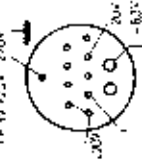
Mc	Antenna	Variable	Oscillator	C % at
1.5 - 2.5				730 C 16a
2.5 - 4				300 ^o 16b
4 - 6.5				500 ^o 16c
6.5 - 16.5				1000 ^o 16d
0.5 - 12.1				
12.1 - 16.4				
16.4 - 20.5				
20.5 - 26.4				



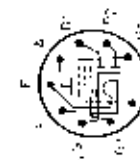
6.44. ábr. Az MI, 213 vevőkézelték kapcsolási rajza



3 non-grounded leads = normally cold leads



2 heaters: 2.5V/0.15A and 6.3V/0.15A



EBF 80

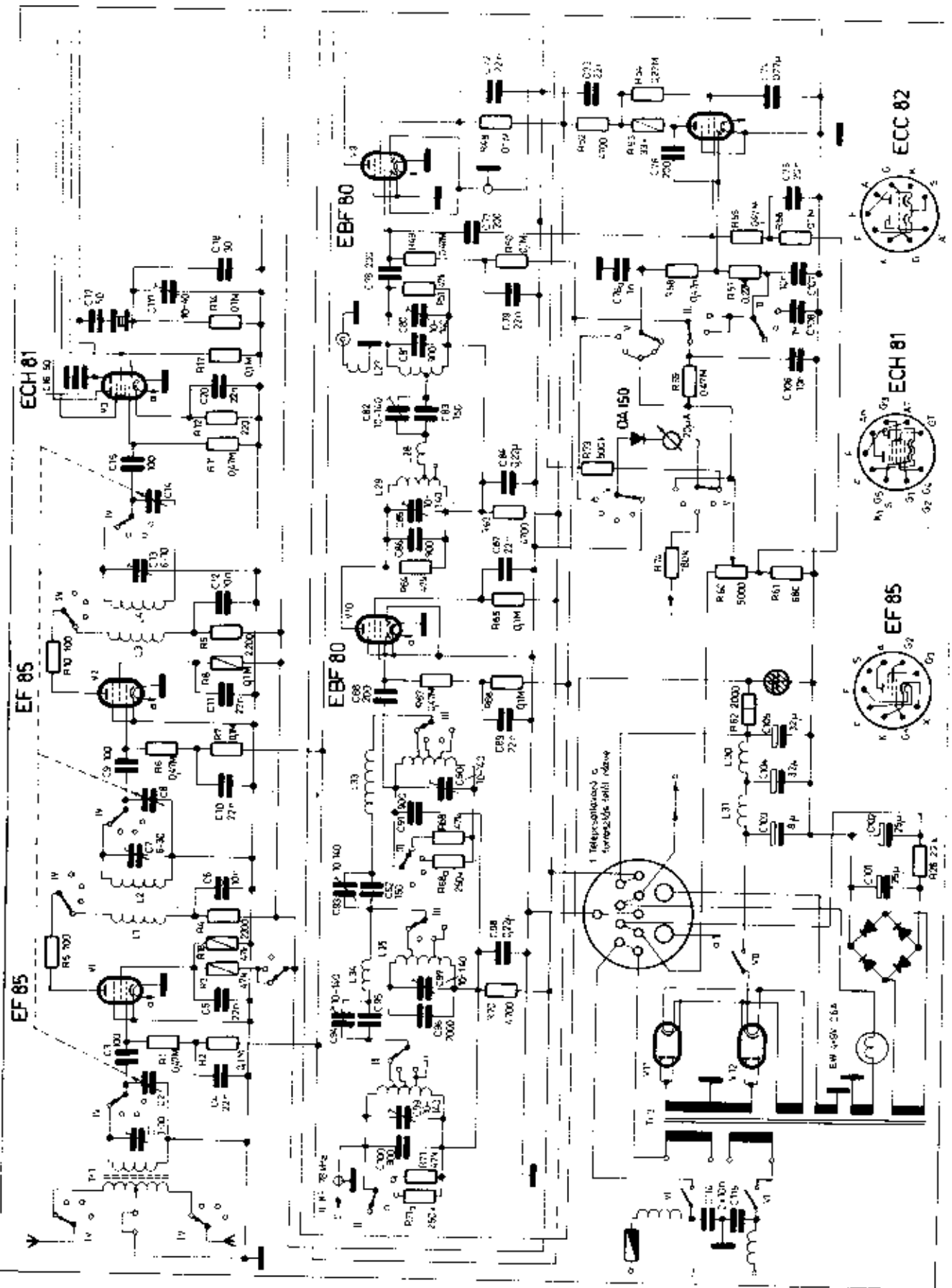


ECL 82

2 heaters: 2.5V/0.15A and 6.3V/0.15A

EBF 80

EZ 80



menő jel a fejhullgatóban 87 hangerevél hallható.

A tekercsek adatai: L_1 : 8 menet (elmozdítható antennatekercs), L_2 : 53 menet, L_3 : 8 menet (L_2 mellett a C_1 oldalán), L_4 : 53 menet, L_{12} : 4-4 menet (bifiláris, az L_2 tranzistor felőli oldalán). Mindeket csérvetést 10 mm átmérőjű, 8 mm-es menetes vasmaggal, N60 anyagból (szürke színjelzés).

A hangfrekvenciás szűrő tekercse $\varnothing 28 \times 23$ mm-es ferrit fazék vasmaggal készült. A_1 : 630 induktivitás-énegezésül 925 menetet csévellünk fel, 0,2 mm-es zománccal és súlyom szigetelésű szubállól. Ha az A_1 : 1250, a menet-szám 230.

Az 5.13. ábrán közöljük az MT. 400 típusú rövidhullámú vevőközpülék kapcsolási rajzát. Bizonyára sok amatőrtárs örül annak, hogy ismerhetjük a behangolási módját.

A behangolást az ún. 78 kHz-es, 3 rezgőkörös sávszűrőnél kezdjük, majd előre, az antenna felé haladva folytatjuk.

A behangolás alatt a készülék közélszerveinek a következő állásban kell lenni: az üzemmódcapcsoló fordított A_2 állásba, a felfeszabályozó kapcsolóját „ki” helyzetbe, az őrzelvényesség-kapcsoló pedig állítsuk maximális érzékenységre (csavarjuk teljesen jobbra).

A három rezgőkörös szűrő középső, soros, rezgőkörét (L_{21} , C_{22} , C_{21}) a mérés tartamára forrasszuk át a két szélső rezgőkör alacsonyabb leágazási pontjára és vegyük le a két 47 kohmos (R_{21} , R_{22}) lezáró ellenállást a két szélső párhuzamos rezgőkörből. Adjunk ezután a V_1 cső rácsára 47 nF kapacitású kondenzátorton keresztül 78 kHz-es modulálatlan jelet. Az R_{21} ellenállás két végpontján 3 voltos mérőhatárú egyenáramú csővoltagemérővel mérjük egyenfeszültséget.

Ezután a három trimmerrel (C_{11} , C_{12} , C_{13}) hangoljunk gondosan maximumra. Hangolás közben a kimenő jel szintje nő, ezért szabályozzuk le a 78 kHz-es generátor szintjét, hogy a műszerem jól ellenőrizhessük a maximumot. Maximumra hangolás után akkora szintet állítsunk be a generátoron, hogy a csővoltagemérő 1 voltot mutasson. Ha a fokozat rendben van, a generátorból jövő szintnek 30 mV körül kell lennie. Ezután a szűrő középső rezgőkörét forrasszuk vissza az eredeti magasabb leágazási pontokra, kössük vissza az R_{21} és R_{22} lezáró ellenállásokat és így ez a fokozat rendben van.

Ezután a másik három rezgőkörös szűrő következik. Az elsőhöz hasonlóan, a középső soros rezgőkört (L_{31} , C_{32} , C_{31}) forrasszuk az első és harmadik rezgőkör alacsonyabb leágazási pontjára és válasszuk le az R_{31} és R_{32} lezáró ellenállásokat. Az előbbihez hasonlóan adjuk most kondenzátorton keresztül a V_1 cső rácsára a 78 kHz-es generátor jelet, olyan szinten, hogy a csővoltagemérőn kényelmesen leolvasható kitérést kapjunk. Állítsuk gondosan maximumra a C_{11} , C_{12} és C_{13} trimmereket, közben szükség szerint szabályoz-

zuk a generátor jelének szintjét. Ha fokozat rendben van, 1 voltos jelhez a generátor szintjének 1 mV körül kell lenni. Ezután forrasszuk vissza a középső rezgőkört az eredeti magasabb leágazási pontra, forrasszuk vissza az R_{31} és R_{32} terhelő ellenállásokat és ez a fokozat is rendben van.

Most az 5. rezgőkörös szűrő behangolása következik. A behangolás alatt a közélszervek beállításai hasonló, mint az előző esetekben, ezeken kívül még a sávzélesség-kapcsolót kell a 3-ik állásba kapcsolni. A 78 kHz-es generátor jelet az előzőhöz hasonló módon adjuk most a V_2 (ECH S1) vezérlőreására. A V_2 oszcillátort állítsuk le az L_{12} visszacsatoló tekercs rövidre zárásával. A generátor oszcillátort állítsunk olyan szintre, hogy a csővoltagemérő jól leolvasható legyen. Hangoljunk a C_{11} , C_{12} , C_{13} , C_{14} és C_{15} trimmereket segítségével gondosan maximumra, miközben a generátor szintjét megfellelően visszacsabályozzuk. Ha a fokozat hibátlan, 130 μ V körüli jel kell ahhoz, hogy a csővoltagemérő 1 voltot mutasson.

Ezután ellenőrizhetjük a szűrő mindhárom sávzélességét. Adjunk a generátorból akkora jelet, hogy a csővoltagemérő mutatója 2 voltot álljon (78 kHz-en, a sávközépen). Hangoljunk el a generátort magasabb és alacsonyabb frekvencia felé, míg a csővoltagemérő 1,4 voltot mutat. Ez a 3 dB-es pont. A kettő közötti frekvenciakülönbség a 3 dB-es sávzélesség. Ezt a sávzélesség-kapcsoló mindhárom állásában ismételjük meg. Tájékoztulás céljából alább megadjuk a sávzélesség-kapcsoló három állásában előírt 3 és 60 dB-es sávzélességeket.

Kapcsoló állás	3 dB	60 dB
1	+3,1 kHz	-0,5 kHz
2	$\pm 0,6$ kHz	$\pm 2,4$ kHz
3	$\pm 0,2$ kHz	$\pm 1,5$ kHz

Ez az eredeti gyári előírás, a megadott értékekhez képest $\pm 10\%$ eltérés lehet.

A második oszcillátor frekvenciája 1522 kHz. Ennek behangolása a következőképpen történhet. Legelőször vegyük le az L_{12} tekercsetől a rövidzárt, majd a V_2 rácsára 1600 kHz-es modulálatlan jelet adjunk. A sávzélesség-kapcsoló 3. állásában a C_{11} trimmerrel maximumot állítsunk be.

Az 1600 kHz-es első KF-szűrőt a következőképpen hangoljuk be. A sávzélesség-kapcsolót az 1. (legszűkebb) állásba tesszük, generátorból 1600 kHz-es jelet adjunk a V_2 rácsára. Az L_4 és L_{12} tekercseket 4,7 kohmos ellenállással terheljük. A generátor szintjét úgy állítjuk be, hogy a csővoltagemérő mutatója jól leolvasható kitérést mutasson. (Mérőhatár 3 V.) Ezután az L_4 és L_{12} vasmagjával maximumra hangolunk. Ennek megtörténte után a terhelő ellenállásokat L_4 és L_{12} ről áttesszük az L_2 és J_{12} tekercsre. Most az L_2 és L_{12} vasmagjával hangolunk maximumra. Ezzel a behangolást elvégeztük. Ha nem kapunk egyenletes átvitelt (a görbe teteje túlságosan hullámos), a néhány menetes csatoló

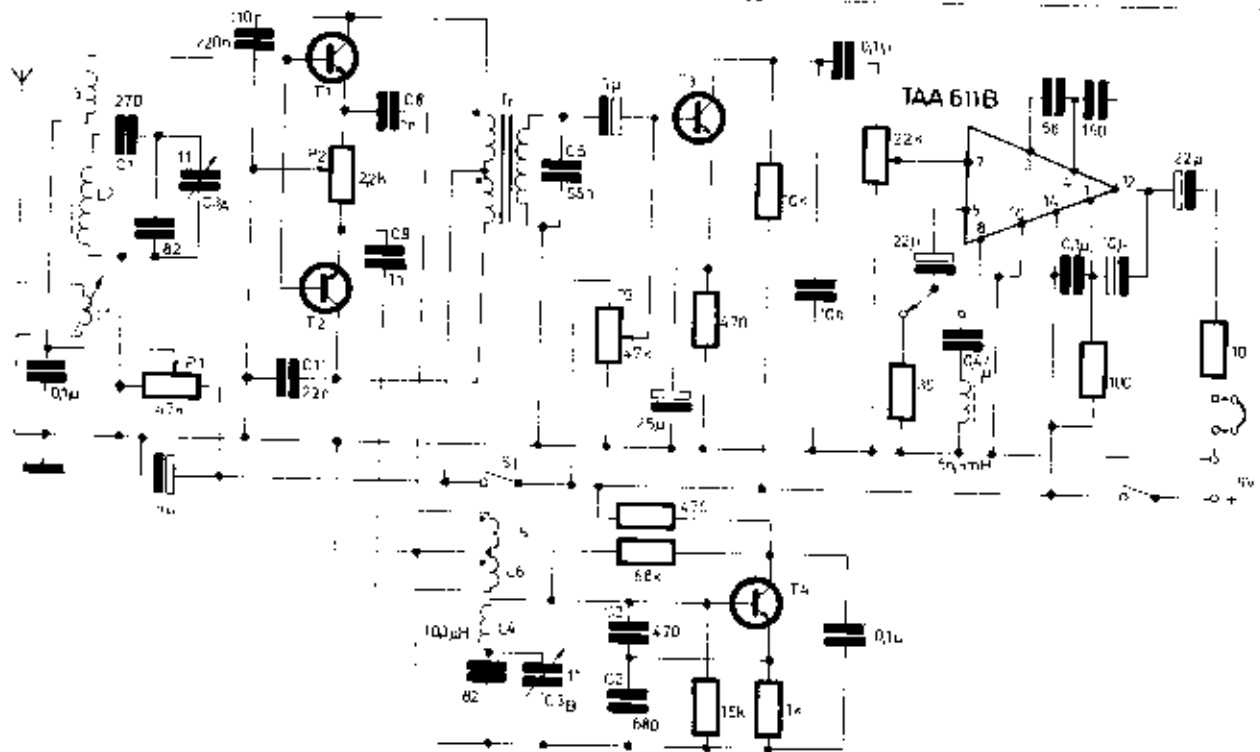
tekercsek elmozdultak helyükről (L_2 , L_4 és L_{12}). Ilyenkor változtassuk meg a csatolást. A túlságosan hullámoság annak a jele, hogy a rezgőkörök között túlságosan szoros a csatolás, ezért a csatolótekercseket távolabb kell vinni a rezgőköri tekercsektől. Egyenletesebb átvitelt górbét kapunk, ha a szűrő kimenetét egy az L_{12} tekercsrel párhuzamosan kapcsolunk 33...47 kohmos ellenállással lezárjuk és ezt a lezárást véglegesen a szűrőn hagyjuk. A csatoló tekercsek távolítását nem szabad túlszaba vinni, mert különben a szűrőn túl nagy szintesés jön létre, ami a jel/zaj viszonyt romlaltatja.

A KF-szűrők behangolása után az elsőköri behangolását kell elvégezni. Először megmérjük, hogy az oszcillátor a helyén van-e. Az antennaszorítóka kalibrátor jelet adjuk és ellenőrizzük a skála pontosságát. Ha eltérés lenne, nyitott forgókondenzátortól az oszcillátor-trimmerrel, csakottól pedig a kerámia-tekercsek állító csavarjával létezzük a skálához az oszcillátor frekvenciáját. Ha az oszcillátor már helyén van, az elsőkörieket is hangoljuk be. A skála elején (csukott forgókondenzátor-állás közelében) a vasmagokat, a skála végén a trimmereket kell állítani. A behangolási pontok a következők:

Körzet	Skála elején	Skála végén
I.	1900 kHz	3375 kHz
II.	3600 kHz	6580 kHz
III.	7100 kHz	12450 kHz
IV.	13600 kHz	24100 kHz

Végül az 5.14. ábrán közöljük az MT. 213 RH-vevő kapcsolási rajzát is.





1.13. ábra. Schenker-típusú vevő kiegyengetett produkt-detektorral

egyenlítésére. Ha egyszer beállítottuk, további kezelésükre nincs szükség. A C_3 és C_4 kondenzátorok nemcsak a helyi oszcillátor jelét szállítják az emitterekre, hanem hűségükre is szolgálhatnak, így nem gyengíti negatív csatolás a fokozat erősítést. Az S_1 kapcsoló az azó jelkörpárhoz tartozik, más közben megszakítja a produkt-detektor tápfeszültségét, így az kis érzékenységű működés kevésebbé működik és lehangyvá teszi az adás közvetlen lehallgatását.

A Tr hangfrekvenciás transzformátor ellenértémi primer tekercsel rendelkezik. Az eredeti készülékben TV-vevő tonkvantum blocking-transzformátorunk vasmagjára készült, az alábbi adatokkal. Vasmagkeresztmetszet: 11×11 mm. Primer: 1200-1200 menet bifiláris tekercseléssel, a szekunder 500 menet. A felhasznált huzal 0,15 mm-es, zománcozott. A szerző szerint tranzisztoros push-pull kimenő transzformátor is felhasználható.

A helyi oszcillátor clapp-kapcsolású és a kapcsolási rajzban szereplő értékekkel 3480 és 3620 kHz között hangolható. Ez táviró-üzeműdhez elegendő. Az oszcillátorral kapcsolatban még a bifiláris kismenő tekercs célomel említését. Ez az L_2 tekercsel közös csatolással, annak tranzisztor felőli oldalán helyezkedik el. Elkészítése úgy történik, hogy a két huzalt összesodorjuk, négy ilyen sodrott menetet feleselünk. A végeket selyemszállal lekötjük. Ezután az egyik huzal végét

a másik elejével összekötjük, az lesz a tekercs közepe, amit fölfejtünk. A fennmaradó két huzalvéget visszük a C_3 és C_4 kondenzátorokhoz.

A hangfrekvenciás erősítő nem tartalmaz különleges megoldást, munkapontjának beállítása a P_1 potenciómóterrel történik maximális érzékenységre, a beállítás után két ellenállással helyettesíthető.

A hangfrekvenciás erősítőben TAA 611 B típusú IC van beépítve. Más típusú IC-t is alkalmazhatunk, mely legalább 40 dB-t erősít.

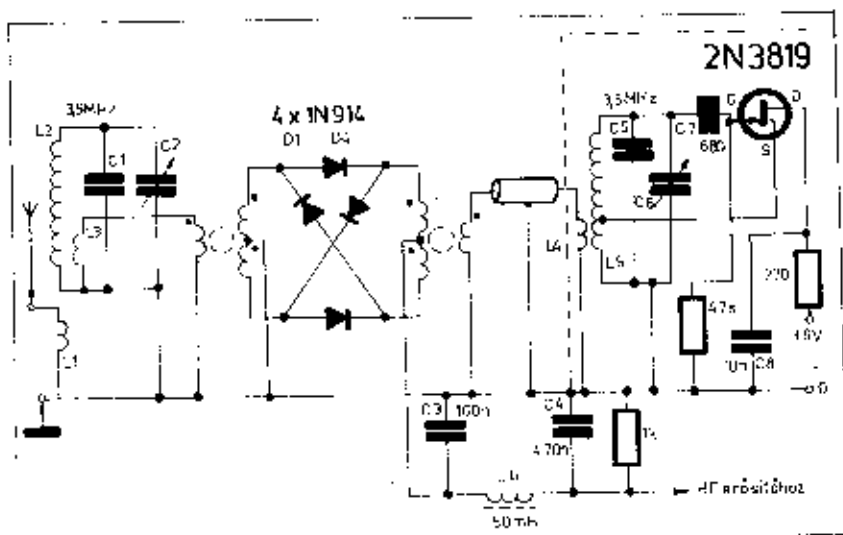
A készüléket 200 x 80 mm-es nyomtatott áramkörti lemezre szerelhetjük. A kettős forgókondenzátort és a linom-beállítót, a hangerő- és érzékenység-szabályozót, valamint a telepkapcsolót az előlapon helyezük el. Az antenacsatolás változtatására egy rossz potenciómter mechanikája használható fel. Az L_1 tekercset a tengely végére erősítjük úgy, hogy az 90°-kal elfordítható legyen, és a gombot jobbra csavarva legyen az L_2 hűgő végének közelében. Az L_3 csatolótekercset a csövetestre, az L_4 felé menő végénél tekercseljük fel. A helyi oszcillátor rezgőköri tekercse (az L_2) az L_3 -val azonos kivitelű és a 8 menetes bifiláris kismenő tekercs – mint mondtunk – az L_4 bázis felé menő oldalán van elhelyezve.

A hangerőszabályozó potenciómterhez menő vezetéseket árnyékolni kell. A vevőt két sorba kapcsolt 4,5 voltos laposlemez látja el tápfeszültséggel,

melyek szintén a vevő dobozában vannak elhelyezve. A fogyasztás 10 milli-ampor, ha 600 ohmos fejhallgatót használunk.

A készüléket az alábbi módon szabályozzuk be. A P_1 potenciómóteret maximális erősítésre állítjuk be. A helyi oszcillátor tekercsét másik vevőn lehallgatva, csukott forgókondenzátornál 3480 kHz-re állítjuk be. A bemenő rezgőköri tekercset (L_4) grid-dip mérővel mérve a sáv otelejére hangoljuk. Ezután kapcsoljuk le a helyi oszcillátor tápfeszültségét és adjuk modulált szignálgenerátor jelét az antenabemenetre. Állítsuk a P_1 potenciómóteret maximális jelerősítésre. (Közben szükség szerint vegyük vissza a szignál generátor szintjét.) Ha a P_2 potenciómóterrel az egyik szélső állásból a másikba forgatjuk, a szignálgenerátor modulációja jól hallatszik, a középállás közelében pedig egy ponton megszűnik a jel. Ezt a pontot kell gondosan beállítani. Ha ezután tápfeszültséget kapcsolunk a helyi oszcillátorra, a készülékkel már amatőr állomásokat vehetünk. Hangoljuk most L_2 vasmagját maximális hangerőre és állítsuk gondosan a P_1 és P_3 potenciómótereket maximális érzékenységre. Ezzel a behangolást befejeztük.

A készülékkel SSB-jelek is vehetők, ha a másik oldalán helyén nincs zavaró állomás. A készülék legjobban egy, a 80 méteres sávra merített antennával működik, mert a szerző szerint, "ez a legjobb RF-erősítő". A készülék érzékenysége olyan, hogy $0,1 \mu\text{V}$ -os be-



5.10. ábra. Szinkronin vevő ringmodulátorral 3,5 MHz-re

beszerelhető, műanyagszigetelésű, kis-méretű tranzisztoros vevőkörhöz készült 270 pF kapacitású forgókondenzátorral történik. A vevő párhuzamosan és sorba kapcsolt fix kondenzátorok a sávnyújtást és a skála frekvencia-egyenletességét szolgálják, valamint kapacitív leosztást képeznek a visszacsatolás céljára. A visszacsatolás szabályozása a T_1 tranzisztor bázisfeszültségének változtatásával történik. A rezgőkör tekercse (L_2 32 menetes) homogén tekercs, 10 mm átmérőjű csévetelekre tekercselve, 0,25 mm-es zománccal plusz súlyon szigetelési házából. A menetes vasmag 8 mm átmérőjű anyaga N100 (lila színjelzés), vagy N50 (szürke színjelzésű) ferrit. A meneteszmot befolyásolja a felhasznált ferrit anyaga, N100-nál kevesebb menet szükséges, mint N50-nél. Más átmérőjű csévetelet és vasmag használata nál más menetszám kell a tekercshez. Az L_1 néhány menetes antennatekercs, induktív csatolásban van az L_2 -vel. A szükséges menetszámot kísérletileg állapíthatjuk meg. Az antennával sorba kapcsolható kondenzátorokkal különböző antennákhoz alkalmazkodhatunk készülékünk.

Az audion által demodulált jeleket két fokozatú hangfrekvenciás erősítővel felerősítve vezetjük a felfhallgatóba.

Aki a készülékről többet szeretne megtudni, a Radiótechnika 1976. és 1977. évfolyamának SWL-sarok rovatában HÁSKU tollából részletesen olvashat róla.

Az 5.29. ábra szerinti szinkronin rendszerű vevőt G3VA ismertette a Wireless World 1972. szeptemberi számában. K. Spargoren tervezte a 3,5 MHz-es amatőrsávra. Távíró- és SSB-jelek vehetők segítségével. A következőképpen működik. Az antennáról érkező jelek az L_1 tekercsről induktív úton az $L_2C_1C_2$ rezgőkörre jutnak, onról pedig az L_3 bifilárisan tekercselte szimmetrikus tekercsre. A demodulációt a D_1 és D_2 diódák végzik. A helyi oszcillátor jelét a T_1 JFET-tranzisztor állítja jelé és a T_2 emitterkövetőn le-

vezetül jut az 1 kohmos potenciométer karjára. A helyi oszcillátor jele felváltva nyitja a két kapcsoló diódát. A P_1 potenciométert úgy kell beállítani, hogy (az antenna-kivezetésre másik vevőt kapcsolva) az oszcillátor jele a szimmetrikus L_3 tekercsen kioldódjon. Ekkor a jel nem hallható a másik vevőn. A demodulált hangfrekvenciás jel ugyancsak a potenciométer karján jelenik meg. Az R_1C_3 szűrőtag elválasztja a helyi oszcillátor jelét a hangfrekvenciás jeltől és az a hangfrekvenciás erősítőre jut, melynek kimenetéhez felfhallgatót kapcsolunk.

Tekercses adatok: L_1 : 2 menet, L_2 : 12 menet, L_3 : 2 + 2 menet bifilárisan, 10 mm átmérőjű csévetelesten, N100 (lila) ferrit vasmaggal, 0,5 mm-es házából. L_4 : 12 menet, L_5 : 4 menet, az előbbihez hasonló kivitelben.

Hayward és Bingham tervezte az 5.30. ábra látható ringmodulátoros szinkronin vevőt, JFET helyi oszcillátorral. Az antenna jele az L_1 tekercsen keresztül az $L_2C_1C_2$ rezgőkörre jut, majd az L_3 tekercsről a ringmodulátorra. A ringmodulátor és a hozzá szükséges toroid-tekercsek elkészítését már más helyen ismerteltük (lásd 5.19. ábra). A helyi oszcillátor $L_4C_3C_4$ rezgőkörének adatai az antennaköri rezgőkörével azonosak és az együttfutás kettős forgókondenzátorral könnyen megvalósítható. Az L_5 tekercsen a menetszám hirtelgpontról számított 1,5-ében leghalasztást kell készíteni a visszacsatolás céljára. A helyi oszcillátor jelét árnyékolt kábeldarabbal vezetjük a ringmodulátor tekercsének megfelelő pontjára. A ringmodulátor kimenetéről a $C_5L_6C_6$ aluláteresztő szűrőn keresztül vezetjük a hangfrekvenciát a HF-erősítőre. A rezgőkörök az 5.30. ábra szerinti készülék rezgőkörrelhez hasonló adatokkal készíthetjük. Az aluláteresztő szűrő tekercsét M100, vagy N22 anyagú, $\varnothing 23 \times 17$ mm méretű, A_L -400 induktivitás-tényezőjű ferrit fuzkvasmagnon készíthetjük el. A szükséges menetszám 350, kétszeres zománccsigetelésű, 0,15

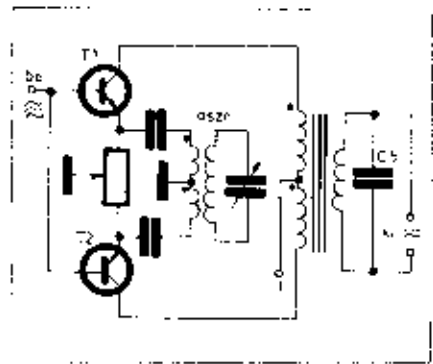
mm-es vörösrézhuvalból. Hangfrekvenciás erősítőként integrált áramkörös erősítőt is használhatunk.

Az alábbi készüléket YU21H ismertette a QST című lapban. Érdeklőse egy különleges produkt-detektor, mely nem érzékeny a túlvészítésre, legalábbis a gyakorlatban előforduló szintekenél. Működési elvét az 5.11. ábra segítségével érthetjük meg.

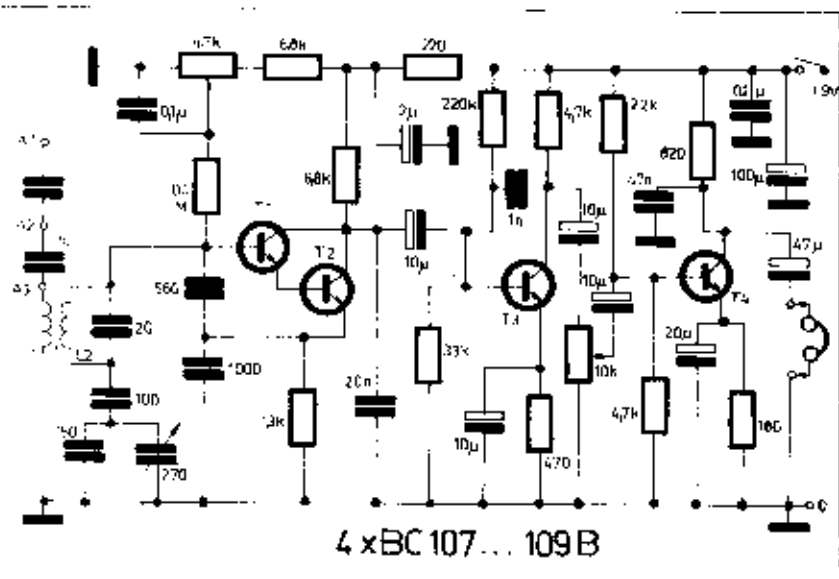
A RF-jelét a T_1 és T_2 bázisra vezetjük, ezek párhuzamosan vannak kapcsolva. A felerősített jelek azonos fázisban jutnak a két kollektoron keresztül az ellenütemű hangfrekvenciás transzformátorba, ahol ellenkező fluxust keltve kioltják egymást, így ezek a jelek nem jelennek meg a szekunder tekercsben. A helyi oszcillátor jele ellenütemben jut a két emittorra, ezért a bejövő és helyi oszcillátor rezgésének eredője ellenkező fázisban lesz jelen, ezért a szekunder tekercsben megjelenik. Így az a produkt-detektor csak a helyi oszcillátorral összeütemezett jeleket adja tovább. A hangfrekvenciás transzformátor szekunder tekercse, a C_1 kondenzátorral 900 Hz-re van kihangolva, így a távíró jelek már kiemelt szinten jutnak a hangfrekvenciás erősítőre. A szelektivitása további fokozására a hangfrekvenciás erősítőbe újabb szűrő kapcsolható be.

Az 5.42. ábra a készülék teljes kapcsolási rajza. A készülék részét a ki-egyenlített produkt-detektor, a hangfrekvenciás előerősítő a hangfrekvenciás erősítő és a helyi oszcillátor. Az eredeti készülékbe BF 173 típusú tranzisztorokat építettek be, de más típusú kizáró RF-tranzisztorok (mint pl. BF 224, SF 245 stb.) is alkalmazhatók.

A készülék RF érzékenységszabályozója kissé divatjarmúnak tűnik, azonban igen jól bevált. Az antennatekercs egy, az előlapon keresztlálménő tengelyre van szerelve, így az előlapon levő szabályozógomb segítségével az antennacsatolás és vevő együtt az érzékenység is változtatható. A C_1 kondenzátor kapacitása akkora, mint a helyi oszcillátor két azonos kondenzátorának eredője, így a bemenő rezgőkör és az oszcillátor kettős forgókondenzátorral együttfutatható. A P_1 potenciométer a produkt-detektor munkapontjának beállítására szolgál. A P_2 a ki-



5.11. ábra. Kiegyenlített produkt-detektor működési elve



5.38. ábra O - V - 2 megfigyelő vevő

tápasztaljuk, hogy a sávhogás mélyül, majd újra magasodik. Ahol a sávhogás a legmélyebb, ott a lebegtető oszcillátor a szűrő átviteli görbéjének középsőre van hangolva. Ebben a helyzetben úgy rögzítsük tengelyén a lebegtető oszcillátor forgatógombját, hogy a rajta levő jel zéróra mutasson. Ettől jobbra és balra rendszerint meg van jelölve az 1000 Hz-es elhangolás helye, ahol a fül a legérzékenyebb. E pontok egyikére hangoljuk a lebegtető oszcillátort táviróvételnél.

Az AGC-t ne kapcsoljuk be táviróvételnél, mert jelszintekben a készülék felszabályozódik és kellenetlenül susrog. Ezért, miután a hangerőszabályozóval kellemes hangerőt állítottunk be, kapcsoljunk át kézi érzékenységszabályozásra és ezzel állítsuk a vétel erősségét. Előnyös, ha a készüléknek külön RF- és külön KF-érzékenységszabályozója van. Ebben az esetben a jó jel/zaj viszony érdekében minél nagyobb RF-erősítést alkalmaz-

unk és a KF-érzékenységet szabályozzuk vétel közben.

SSB vétel. Egyoldalsávú adás vételénél a sávszélesség-kapcsolóval a 2...3 kHz sávszélességű nagy oldalmeredekségű SSB-szűrőt kapcsoljuk be, a lebegtető oszcillátort pedig hangoljuk a szűrő oldalára, így a lebegtető jele az időben elnyomott hordozó helyére kerül. Amatőr forgalomban az a szokás alakult ki, hogy 3,5 és 7 MHz-on az alsó, 14, 21 és 28 MHz-en pedig a felső oldalsávot használjuk. Ha kvarevezérlésű lebegtető oszcillátor van a vevőkészülékben, az oldalsávúknak megfelelő kristályt kapcsoljuk be és úgy hangoljuk be az állomást a vevőkészülékben. Ha a lebegtető oszcillátort hangolható, helyes beállítását úgy ellenőrizzük, hogy megfigyeljük a vétel minőségét. Ha a magas hangok hiányoznak a lebegtető oszcillátor frekvenciáját túl közel állítottuk a szűrőhöz, ha a mélyek, a lebegtető oszcillátort közelebb kell hangolni a szűrő-

höz. Ennek értelmében helyesbítsük a beállítást. Ha a helyes beállítást megtaláltuk, jegyezzük meg a lebegtető oszcillátor hangológombjának helyzetét, hogy máskor is így használhassuk.

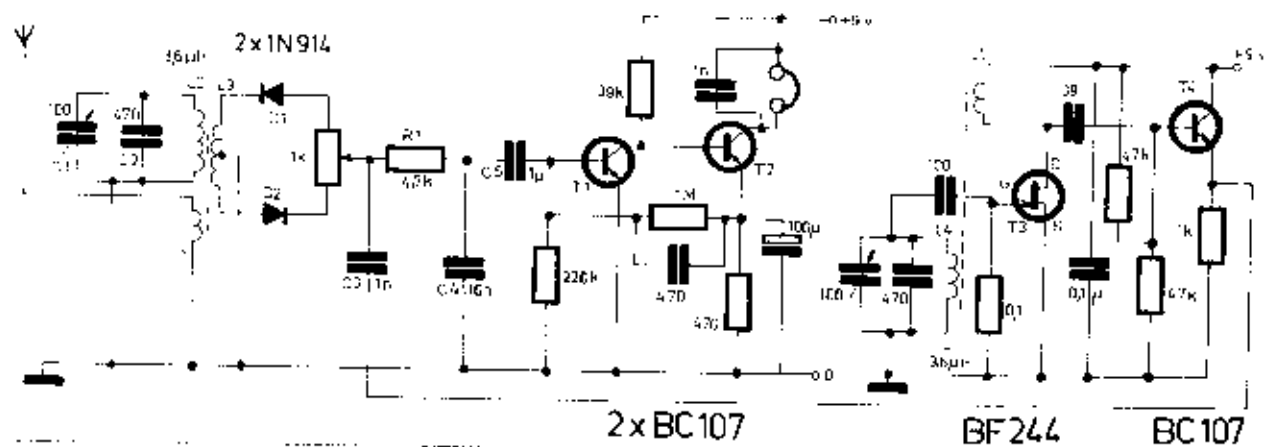
Egyoldalsávú adás vételénél ügyelni kell arra is, hogy a produkt-detektor ne vezéreljük túl, mert úgy rosszabb az adás érthetősége. A túlzésvédelem elkerülésére állítsuk a hangerőszabályozót nagyobb erősségre, az érzékenységszabályozót pedig csak olyan mértékben szabályozzuk fel, amennyi a megfelelő hangerőhöz szükséges.

A M-retel. Ampitűdő-modulált adás vételénél kapcsoljuk be az automatikus érzékenység szabályozást, a RF- és KF-érzékenység szabályozását állítsuk maximálásra, válasszunk 5...6 kHz-es KF-sávszélességet, a vétel erősségét pedig a hangerőszabályozóval állítsuk be.

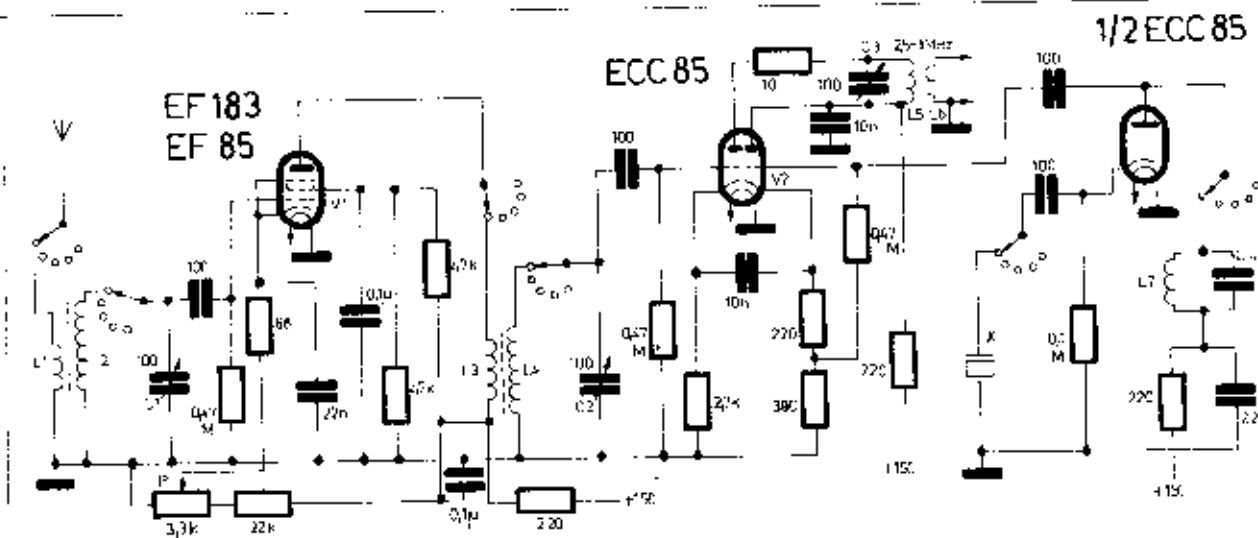
Ha gyenge állomást veszünk és közvetlenül mellette erős állomás dolgozik (és ha a KF-szűrő oldalmeredeksége nem elég nagy, az erős jel a fűlángszabályozó diódájára jutva leszabályozza a vevőt, ezért a gyenge állomás hangereje lecsökken). Igyonkor kapcsoljuk ki az AGC-t és közel szabályozzuk az érzékenységet. Ha túl közeli frekvencián dolgozó állomás interferencia-fütyőt okoz, Lyukaszűrővel szüntethetjük meg a zavart.

Néhány rövidhullámú vevő leírása

Az alábbiakban közöljük egy egyszerű egyenes vevő leírását, mely a 80 m-es amatőr sáv vételére alkalmas és egyszerűsített változata annak, melyet HÁSKU körült a Rádiótechnika SWL-sarok rovatában. Kapcsolási rajzát az 5.38. ábrán láthatjuk. A vevőkészülék tranzistoros visszacsatolt audionból és kétfokozatú hangfrekvenciás erősítőből áll. A visszacsatolt audion darlington-kapcsolású két tranzistorral működik. E kapcsolás előnye a nagy-érzékenység és hogy nem terheli a rezekört, így szelektívebb a készülék. Hangolása a kereskedelemben olcsón



5.39. ábra Szinkronizáló vevő 3,5 MHz-ra



5.37. ábra. Elektroncsöves transzponáló előlé, az öt HII-sívet 2,5 és 3 MHz közé transzponálja

venetát erősít, erősítését a P potenciómóterrel szabályozhatjuk. Minél nagyobb erősítést alkalmazunk, annál jobb jel/zaj viszonyt érhetünk el, ezért szükség esetén inkább a vételt szabályozzuk le, mint az adaptert. Az adapter erősítését csak akkor csökkentjük, ha közelel, erős állomás keresztemulációt okoz. Sok esetben a lezabályozás sem segít, ilyenkor az antennakörbe iktassunk olmos csillapítótárat. A V₂ első kizáró triódás keverő. A 3,5 és 7 MHz-es sávot felső keveréssel vesszük, ezért a két sáv alacsonyabb frekvenciájú szélé a vevőskála 3 MHz-es pontjára esik. E két sávon a vétel fordítva hangol, vagyis magasabb frekvencia vételéhez a vételt alacsonyabb frekvencia felé kell hangolni. A 14, 21 és 28 MHz-es sávok alsó szélé a vevőskála 2,5 MHz-es pontjára esik. SSB-vételnél az alsó két sávon vétel állomások előlatsávjá a felső keverés miatt átfordul, így a lebegtető oszcillátort nem kell a KF-szűrő másik oldalára áthangolni, minden sávon azonos helyen marad.

A tekercsek adatait az 5.1. táblázat tartalmazza. A csatló tekercseknl a menetszámokat adtuk meg, a rezgőköri tekercseknek pedig az induktivitását. Ez a módszer azért helyesebb, mint a menetszámok megadása, mert a menetszámok csak egyfajta esévetestre érvényesek. Hogy az induktivitásmérővel nem rendelkezők is be tudják mérni a tekercsüket, közöljük, hogy a rezgőköri tekercsek 100 pF-os fix kondenzátorral párhuzamosan kapcsolva hol adnak rezonanciát, így grid-dip mérővel behangolhatók.

Az előtét kb. 20 mA anódláramot fogyaszt és legtöbb esetben a vevőkészülék tápegysége is el tudja látni a szükséges fűtő- és anódfeszültséggel.

A tekercsüket grid-dip mérővel is bemérhetjük. Ha a tekercslel 100 pF fix kondenzátort kapcsolunk párhuzamosan, az alábbi frekvenciákon mérhetünk rezonanciát:

40,5 μH	2,5 MHz
27,5 μH	3 MHz
7,4 μH	6,65 MHz
2,8 μH	9,87 MHz
2,1 μH	10,95 MHz
2 μH	11,25 MHz
1,7 μH	12,2 MHz
1,6 μH	12,6 MHz
1 μH	15,9 MHz
0,95 μH	16,3 MHz
0,6 μH	20,5 MHz

A vevőkészülék kezelése

Távíróvételnél. Távíróvételnél kapcsoljuk ki a készülék automatikus fűtés-szabályozóját, a KF-sávzárlatosság kapcsolóját állítsuk keskeny állásba, a közeli érzékenység szabályozót esavarjuk fel, a hangerőszabályozóval állítsunk be kényelmes hangerőt. A lebegtető oszcillátor helyes beállítása fontos a vétel szempontjából. Olyan vevőkészüléknél, amely nincs keskeny KF-sávszűrővel ellátva, a zűfolt amatőr-sávokban egyszerre több állomás jele is bejuthat a KF-esatornába, ezért gyakran előfordul, hogy a lebegtető

oszcillátorttal egyszerre két állomás is azonos hangmagasságú lebegést ad. (Az egyik frekvenciában felette, a másik alatta van.) Ebben az esetben ha 100 Hz-cel arrébb hangolunk, az egyik lebegő hang magassága 100 Hz-cel emelkedik, a másik ugyanannyival mélyül, az így létrejött 200 Hz különbségű jelet pedig füllel vagy hangfrekvenciás szűrővel már el tudjuk választani egymástól.

Könnyebben megy a vétel az olyan vevőkészülékekkel, amely keskeny, 200...500 Hz sávzárlatosságú KF-szűrővel van ellátva. Ha a lebegtető oszcillátort úgy állítjuk be, hogy a keskeny szűrőn bejövő jellel 900...1000 Hz-es lebegést adjon, a vétel zavartalanabb lesz, mert a lebegtető oszcillátor másik oldalán levő jelet a szűrő nem enged át.

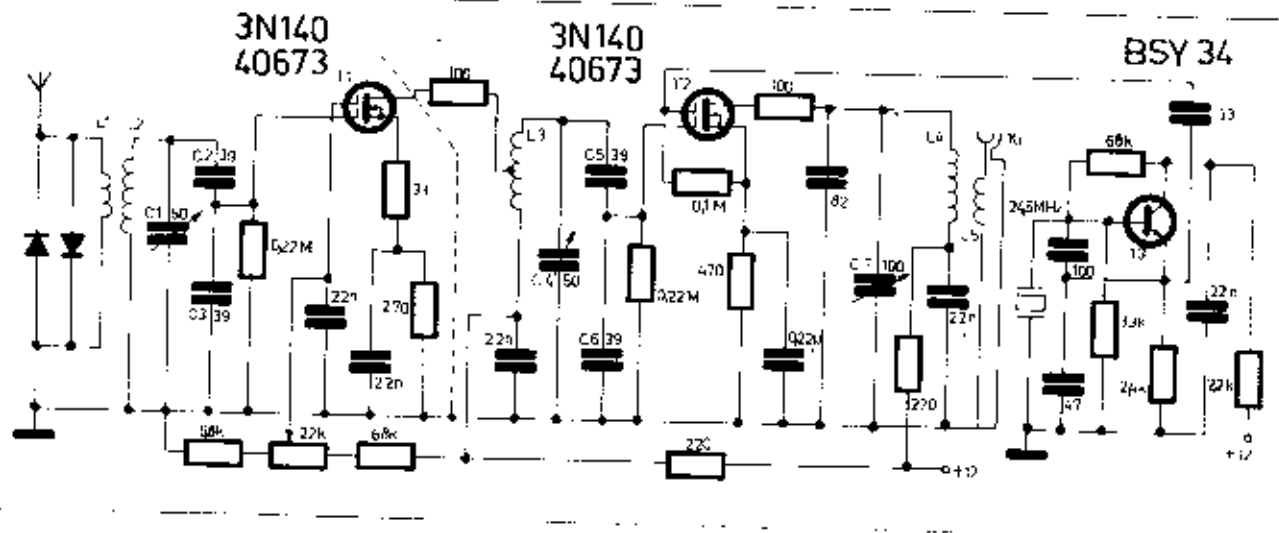
A lebegtető oszcillátor skálájának helyes beállítását az előbbi módon ellenőrizhetjük. Az antennát lekapcsoljuk a vevőkészülékekről, az érzékenység-szabályozót felesavarjuk, míg a lebegtető oszcillátort nem hallunk. A lebegtető oszcillátort hangoló gombját egyik széles helyzetből a másikba hangolva, azt

5.1. táblázat

Sáv	I _a (menet)	L ₁ (μH)	L ₂ (menet)	L ₁ (μH)	L ₂ (μH)	C ₁ (pF)	Xtal (MHz)
3,5	5	27,5	16	27,5	2,6	220	6,5
7	4	7,4	10	7,4	2,1	120	10
14	3	2	7	2	1,7	100	11,5
21	2,5	1	5	1	0,95	68	18,5
28	2	0,6	3	0,6	1,6	82	12,75*

L₁:40,5 μH, L₂:10 menet

* A 28 MHz-es sáv átkerésére 20,5 MHz-es kvartze helyett a félfrekvenciás rezgő 12,75 MHz-es kristályt is használhatjuk anélkül, hogy a keverés határfrekvenciájában rosszabbodna.



3. 36. ábra. Transzponáló előtét 21 és 28 MHz-re

sége és a tükörszelektivitása. Ilyen esetben érdemes a vevő elé egy hangolt kizsajú előerősítőt kapcsolni, amely a jeleket a vevőkészülék zaja fölé erősíti és a tükörszelektivitást is javítja. Olyan esetben amikor a felsőbb amplitúdó-sávok nem esnek a vevőkészülék vételi tartományába, transzponáló előtéttel keverhetők át a vevő alacsonyabb frekvenciájú vételkörzetébe.

Hangolt előerősítő (prezelektor)

Az 5.35. ábrán hangolt előerősítő kapcsolási rajza látható. Segítségével régi típusú vevőkészülékek vételképessége javítható. A három felső rövidhullámú sávban működik, de megépíthető mind az öt sávra is. A vevőkészülékben nem kell semmiféle változtatást eszközölni, csupán az antenna és a vevőkészülék közt kell kapcsolni az előerősítőt. A hullámváltó 1. állásában az antenna (az előerősítő kikerülési-vel) közvetlenül a vevőkészülékre kapcsolódik. Az előerősítőben alkalmazott kétkapus MOS-FET tranzisztor kis zajú, nagy meredekségű, nem gerjedékeny, arra azonban ügyelni kell, hogy a bemenő és kimenő rezgőkörök ne kerüljenek esetlegesen egymással. Ezért áramyokoló lemezt helyezünk a bemenet és kimenet közé. A kapcsolási rajzon szaggatott vonal jelzi az elválasztás helyét. A tekercs-menetszámok 10 mm átmérőjű esővetőshöz vannak megadva, de közülük az induktivitásértékeket is, így más típusú esővető mellett is elkészíthetők.

A tekercsek adatai az alábbiak:

14 MHz: L_1 és L_{11} : 3 menet, a rezgőköri tekercs hűdeg oldalán elhelyezve. L_2 és L_3 : 1,9 μH induktivitású, 12 menet 0,5 mm átmérőjű zománthuzalból, 10 mm hosszban, léggömbösen tekercselve N50 (szürke színjelzésű) menetes ferrit vasaggal.

21 MHz: L_1 és L_{11} : 2 menet a rezgőköri tekercs hűdeg oldalán; L_2 és L_3 : 0,85 μH induktivitású, 7 menet 0,7 mm átmérőjű zománthuzalból, 9 mm hosszban, léggömbösen tekercsel-

ve N20 (kék színjelzésű) ferrit vasaggal.

28 MHz: L_1 és L_{11} : 1,5 menet, a rezgőköri tekercs hűdeg oldalán; L_2 és L_3 : 0,48 μH 5 mm menet 1 mm zománthuzalból, 8 mm hosszban N20 ferrit vasaggal.

Ha telepről tartjuk üzemben a készüléket, a telepet a dobozban is elhelyezhetjük, de alkalmazunk telepkapcsolót. A doboz jól záródó legyen és a bemenetet, valamint a kimenetet lássuk el koax. csatlakozóval.

Transzponáló előtét (konverter)

Sok vevőkészülék csak 18 MHz alatti működik, így a 21 és 28 MHz-es sávok nem esnek vételi körzetébe. Ilyen esetben az alábbi leírt transzponáló előtét alkalmazásával a két felső rövidhullámú sávot is vehetjük. Az előtét kapcsolása az 5.36. ábrán látható. A jelek az antennáról indukció csatlakozással kerülnek az első rezgőkörre. A C_1 és C_2 kapacitív hosszúság képez. E léggömbös pont az RF-erősítő tranzisztor „gate 1” jelt elektródájára csatlakozik. A felserőltett jel a diódin elektródáról a második rezgőkör tekercsének léggömbösére kerül, majd a C_3 és C_4 kondenzátorokból álló kapacitív osztóról a következő tranzisztor „gate 1” vezérlő elektródájára jut. A következő vezérlő elektródájára, a „gate 2”-re a kristály-oscillátor jelt adjuk. A következő kimenethez 3...4 MHz között hangolható rezgőkör kapcsolódik. Az átkövetet jel innen indukció csatlakozással kerül a vevőkészülék antennabemenetére. A T_1 tranzisztor erősítőjét a G_2 -hez csatlakozó 22 kohmos potenciómétermel szabályozhatjuk. A konverterbe nincs hullámváltó beépítve és egy 24,5 MHz-es kvarcoszállattal keveri át a két felső rövidhullámú sávot. A 21 MHz-es sáv vételkor a C_1 és C_2 forgókondenzátorokkal a eszkott állás közöttben keressük a maximumot. A vevőkészülék skáláján 21000 kHz-nek 3000 kHz felel meg, a 21450 kHz-nek a skála 3050 kHz-es pontján vehetjük.

A 28...28,5 MHz-es sáv vételkor a sáv eleje 3500 kHz-re esik, a 28500 kHz-es jeleket pedig a vevőkészülék skálája szerint 4000 kHz-en vehetjük. Ha 25 MHz-es kvarcot alkalmazunk, a 28...29 MHz-es frekvenciákat 3...4 MHz között hangolhatjuk. A konverter használatánál a vevőt 50...75 kHz-cel nyugodtan elhangolhatjuk anélkül, hogy a konvertort utána kalibrálni kellene. Gyenge DX-állomások vételénél néha segít az előkörök pontos utánállítás.

A készüléket szereljük nyomatott áramkörtápra és zárjuk jól záródó fém áramyokoló dobozba. A nagyfrekvenciás- he és kimenetet lássuk el koaxiális csatlakozóval. Ha mindeket sávra külön kristályt alkalmazunk, szereljük a kristály foglalatát az előlapra, így a kristályt a doboz felnyitása nélkül tudjuk cserélni. A készülék hullámváltó alkalmazásával több sávra is elkészíthető, ekkor a rezgőköri tekercsekkel együtt a kristályokat is válthatjuk. Rezgőköri alutok: C_1 és C_2 : 7...50 pF kapacitású kisméretű, léggömbös, fólkörlemez forgókondenzátor. C_3 : 100 pF kapacitású, az előbbiekhöz hasonló forgókondenzátor. Tekercsek 21 és 28 MHz-re: L_1 : 2 menetes antennatekercs az L_2 hűdeg oldalán. L_2 és L_3 : 0,77 μH induktivitású rezgőköri tekercsek, 10 mm átmérőjű esővetősten 7 menet, 10 mm hosszban, léggömbösen tekercselve, 0,7 mm átmérőjű huzalból. Az L_4 a menetszám felénél van megcsapolva. L_5 : 15,3 μH induktivitású 0,2 mm-es zomán plusz szigetelésű huzalból N100 menetes vasaggal (ferrit, lila jelzésű). L_6 az L_5 hűdeg oldalán 3...5 menet, 0,2 mm-es huzalból.

Az 5.37. ábrán látható transzponáló előtét elektromos-velel működik és mind az öt rövidhullámú amplitúdósávot 2,5 és 3 MHz közé keveri. Olyan vevőkészülék elé kapcsolható, melynek vételkörzetébe a 2,5 és 3 MHz közötti sáv belesik. Mivel frekvenciájú kvarcot használatával a sávokat más körzetbe is átkoverhetjük. A V_1 osz diódinnek.

Itt C_1 és C_2 a két kondenzátor kapacitása pF-ban, α_1 és α_2 a hőállandók értéke, az előjel figyelembe vételével. Példaképpen számítsuk ki két különböző hőállandójú sorbakötött kondenzátor eredő TK-ját.

$$C_1 = 100 \text{ pF}, \alpha_1 = 33 \cdot 10^{-6} \text{ (P33)}$$

$$C_2 = 75 \text{ pF}, \alpha_2 = -150 \cdot 10^{-6} \text{ (N150)}$$

$$\alpha_0 = \frac{100 \cdot (-150) + 75 \cdot 33}{100 - 75} = \frac{-15000 + 2475}{-25} = -71,6$$

Tehát az eredő hőállandó $-71,6 \cdot 10^{-6}$ C.

Az eredő kapacitás pedig az ismert képlet szerint:

$$C_0 = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 - C_2} = 42,9 \text{ pF}$$

A továbbiakban a két sorbakötött kondenzátort úgy vesszük figyelembe, mint egy 42,9 pF kapacitású és $-71,6$ TK-jú kondenzátort.

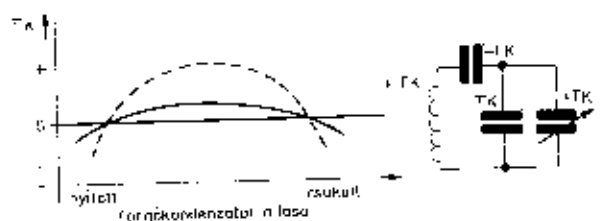
Egy rezgőkört többféle módon kompenzálhatunk:

- egy ponton kiegyenlítve,
- két ponton kiegyenlítve,
- végig kiegyenlítve.

Egy ponton való kiegyenlítést akkor alkalmazunk, ha a rezgőkör fix hangolási, vagy csak keskeny sávban hangoljuk. Fix hangolási rezgőkörnél a rezgőkör tekercsével olyan kondenzátor-kombinációt kapcsolunk párhuzamosan, melynek TK-ja az induktivitás TK-jával ellentéző előjellű, de nagyságára megegyezik. A keskeny sávban hangolt rezgőkört kétféle módon kompenzálhatjuk: a forgókondenzátorral párhuzamosan kapcsolva vagy sorba kapcsolva kompenzáló kondenzátorral. Mivel a tekercs és a forgókondenzátor TK-ja pozitív, negatív TK-jú kondenzátort kell alkalmaznunk, mégpedig olyat, hogy a forgókondenzátor középpólusában a kondenzátorok eredő TK-ja negatív legyen, de számértékre ugyanakkora, mint a tekercs TK-ja. Párhuzamosan kapcsolva kompenzáló kondenzátorral a rezgőkör a eredő TK-ja nyitott forgókondenzátor állásnál negatív, középpólusnál zéró, esukott állásban pedig pozitív. A TK-görbe jellegét az 5.33a ábra mutatja. Ha soros kompenzálást alkalmazunk, a TK nyitott állásnál pozitív, középpólusnál zéró, a kondenzátort besukva pedig negatív lesz (5.33b ábra).

Két ponton akkor kompenzálunk, ha a rezgőkör nagyobb frekvenciastabilitást kívánunk elérni, mint amekkorát egy ponton kompenzálva tudnánk megvalósítani. Ebben az esetben párhuzamos és soros hőkompenzálást alkalmazunk. A hőállandó ekkor két helyen lesz zéró, a nyitott és a esukott forgókondenzátor-állás közelében. A rezgőkör eredő TK-ja nyitott és esukott kondenzátor állásnál negatív, míg középpólusnál pozitív. A hőkompenzálást akkor végeztük helyesen, ha a maximális elrérések (TK-ban) azonos számértékűek, az előjeltől eltekintve (5.34. ábra). Meg kell jegyezni, hogy a TK-görbe laposabb, ha

5.34. ábra. Két ponton kompenzált rezgőkör hőállandójának változása a forgókondenzátor-állás függvényében



a rezgőkört kis hőállandójú alkatrészekből építjük fel. Az 5.34. ábrán a szaggatott görbe egy nagyobb hőfoktényezőjű alkatrészekből megépített rezgőkör TK-görbéje. Az ábrák a rezgőkörök alkatrészének eredő TK-ját ábrázolják. Ahol a TK-görbe negatív, ott a rezgőkör frekvenciája a hőfok növekedésével emelkedik, mert a frekvencia kiszámítására szolgáló képlet nevezőjében szerepel az LC-sorzat és értéke esikken. (Mivel a hőmérséklet változására a frekvencia is azonos irányba mozdul el, ellentmondásnak tűnik, hogy a rezgőkör eredő TK-ját negatívnak mondjuk.)

A minden ponton hőkompenzált rezgőkör. Sok különböző gyártmányú jó minőségű forgókondenzátor hőállandójának lemerésénél az volt tapasztalható, hogy a hőállandó minden kondenzátornál egyöntetűen pozitív volt, és nyitott kondenzátor állásnál nagyobb értéket mutatott, mint esukottnál. Ez azzal magyarázható, hogy egy forgókondenzátor hőfoktényezője két részből tevődik össze: az álló és forgó lemezek közötti kapacitás TK-jából, valamint a lemezek és a ház közötti kapacitás TK-jából. Azonban egy jól megválasztott és kivitelezett forgókondenzátorral az álló és forgó lemezek közötti kapacitás TK-ja azonos értékű minden forgókondenzátor-állásnál. (Ezt az is bizonyítja, hogy a forgókondenzátorral párhuzamosan kapcsolva megfelelő TK-jú kompenzáló kondenzátorral elérhető, hogy az eredő hőállandó a forgórész állásától függetlenül végig azonos legyen. Az ilyen kondenzátorral a ház és a lemezek

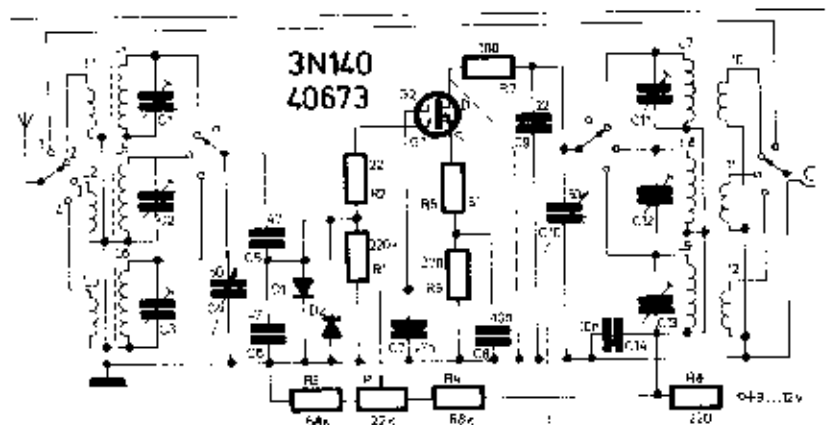
közötti kapacitás és a párhuzamosan kapcsolt kompenzáló kondenzátor eredő TK-ja az álló és forgó lemezek közötti kapacitás TK-jával egyezik.) Ha egy ilyen végig azonosra kompenzált TK-jú forgókondenzátorral egy azonos nagyságú, de ellenkező irányú TK-val rendelkező tekercset kapcsolunk párhuzamosan, a rezgőkör eredő hőállandója zérus lesz a forgókondenzátor minden állásánál. Ilyen esetben a szuperkondenzátorkapacitás-kondenzátorának is a forgóval azonos hőállandóval kell rendelkeznie.

Negatív hőállandójú induktivitás többféle módon készíthető. Egyik mód például az, hogy egy lapos tekercs mellé bimetal-lemest úgy kell felszerelni, hogy hőmérséklet emelkedéskor a lapos tekercs felé közelítse a réztárcsát. Az így nyert negatív TK-jú tekercset az oszcillátortekercsével sorba vagy megfelelő legrészarához kapcsolva olyan eredő hőállandót nyerhetünk, amely éppen kompenzálja a forgókondenzátor kapacitásának változásait, így a rezgőkör eredő TK-ja zérus lesz.

A Marconi gyártmányú RG44 típusú készülék hőkompenzálása valószínűleg ezen az elven történt.

A vevőkészülékek érzékenységének fokozása

Sok amatőrtűrs kezében van olyan régebbi típusú vevőkészülék, mely 3,5 és 7 MHz-en jól működik, feljebb azonban nem kielégítő az érzékeny-



5.35. ábra. Szелеktív előerősítő 14, 21 és 28 MHz-re, két gát-elektrodás MOS-FET tranzisztorral

biztosítják az oszcillátor és az előkörök együttműködését. Az 5.32/b ábrán az elektroncsöves kapcsolás félvezetővé megfelelője látható, JFET tranzisztor alkalmazásával.

Reszgőkörök hőkompenzálása

Egy rezgőkör hőkompenzálásánál arra törekszünk, hogy a körben alkalmazott kondenzátorok eredő hőállandója (TK-ja: Temperatura Koefficiens) ugyanakkora, de ellenkező előjeli legyen, mint a rezgőkörben alkalmazott tekercs induktivitásának hőállandója. Ebben az esetben a két változás ellensúlyozza egymást és a rezgőkör frekvenciája a hőmérséklet hatására nem változik. A forgókondenzátorok és tekercsek hőmérsékleti tényezője általában pozitív, vagyis a hőmérséklet emelkedésére kapacitásuk, illetve induktivitásuk növekszik. Pozitív hőállandója van a csillamkondenzátornak is, de a műanyagba sajtolt kivétel TK-ja nagy szórású mutat, ezért hőkompenzálásra csak válogatás után használható. A kerámia kondenzátorok között van pozitív zéró és negatív hőfoktényezőjű. Hőkompenzálásra főleg a kerámia kondenzátorokat használják. A kondenzátorok TK-ját a gyakorlatban 10⁶ egységként fejezik ki és a különböző hőállandójú kerámia kondenzátorokat színjelzéssel látjuk el. A hőfokváltozásra történő kapacitásváltozás irányát betűvel jelzik. A P a kapacitás és a hőmérséklet egyirányú változását jelenti, vagyis a hőmérséklet emelkedésekor a kondenzátor kapacitása is növekszik. Az N jelzés a negatív TK jele, vagyis a hőmérséklet emelkedésekor a kapacitás ellenkező irányba változik, csökken. A N10 jelzés a zéró hőállandót jelzi, a hőállandó vagy semmit, esetleg igen kis mértékben pozitív, vagy negatív irányban szórhat. Ha egy kerámia kondenzátor színjelzése azt mutatja, hogy hőállandója N45, az azt jelenti, hogy kapacitása 1 °C növekedésre 45-ször egymilliomodrésznyit csökken, vagyis TK = -45 · 10⁻⁶ / °C. Ugyanígy a P100 azt jelenti, hogy a kondenzátor kapacitása a hőfok növekedésére növekszik, mégpedig Celsius-fokokként 100-szor egymilliomodrésznyit. Tehát TK = +100 · 10⁻⁶ / °C. A kerámia kondenzátorokra megadott TK-értékek középértéket fejeznek ki, ehhez képest bizonyos szórás van. A hőkompenzálás céljára gyártott kondenzátorokat válogatják és kisebb szórásúat engednek meg.

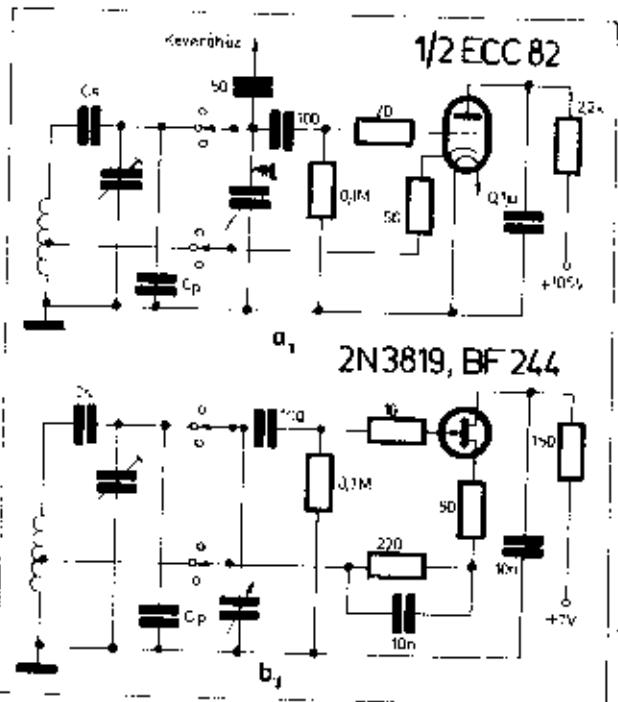
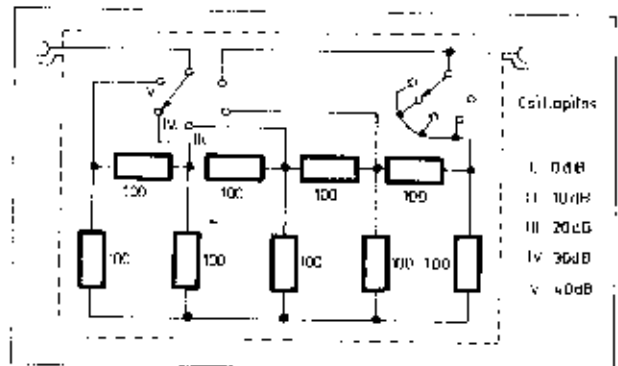
Két kondenzátor eredő TK-jának kiszámítására az alábbi képletet használhatjuk:

$$\alpha_{II} = \frac{C_1 \alpha_1 + C_2 \alpha_2}{C_1 + C_2}$$

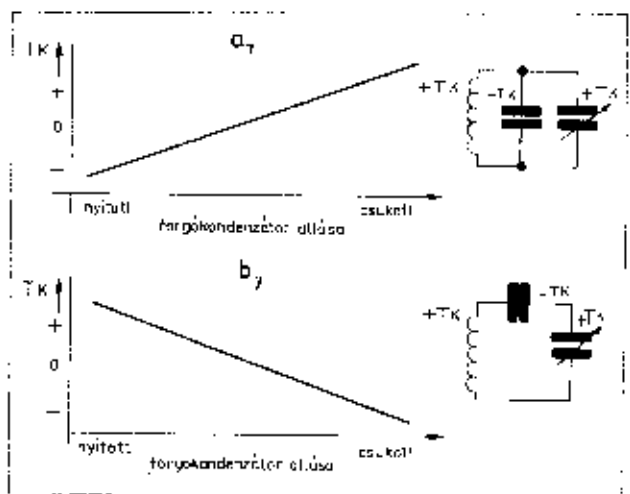
Sorozatkapcsolás esetén:

$$\alpha = \frac{C_1 \alpha_2 + C_2 \alpha_1}{C_1 + C_2}$$

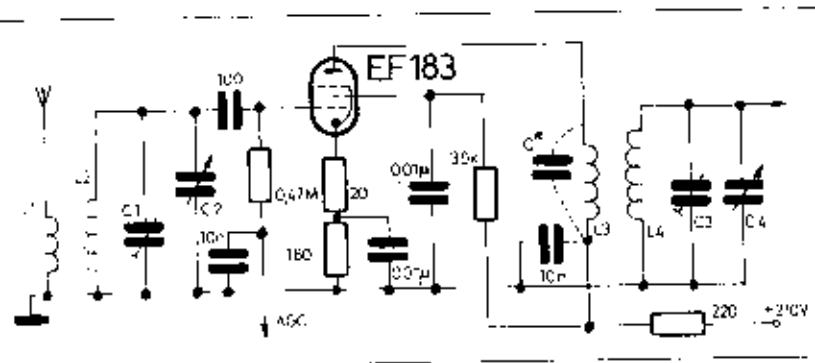
5.31. ábra. A vezetékcsülék és az antenna közé iktatható átkapcsolható csillapító



5.32. ábra. a) elektroncsöves oszcillátor vezetékcsülékhez; b) vezetékcsülék oszcillátor JFET-el



5.33. ábra. Párhuzamos kondenzátorral egy ponton kompenzált rezgőkör (a) és soros kondenzátorral egy ponton kompenzált rezgőkör (b) hőállandójának jellege



5.28. ábra. Elektroncsöves RF-erősítőfokozat

Vizsgáljuk meg néhány RF-erősítő kapcsolást. Az 5.28. ábrán csöves RF-erősítőt látunk. Az L_1 antennatekeresről induktív esatolásról jut a jel az $L_1C_1C_2$ rezgőkörre. A cső katódkörében levő 20 ohmos ellenállás ellenesatolási létesít, ennek lineárizáló hatása javítja a fokozat jellemzőző képességét. Az anódkör L_3 tekeres a felerősített jelet induktív úton továbbítja a következő fokozat rácskörében levő L_3C_3 rezgőkörre. Felső keverésnél, mivel a tükrőfrekvencia magasabbban fekszik, előfordulhat, hogy az L_3 esatoló tekeres a cső (vagy tranzistor) kimenő kapacitásával rezonanciába kerül a tükrőfrekvenciával és így azt kimenőre, romlja a tükrőszelaktivitást. Ilyen esetben ezt a nem kívánt rezonanciát egy fix (C^*) kondenzátorral, esetleg a tekeres menetszámjának megváltoztatásával hangolhatjuk el. A kondenzátor kapacitását kísérleti úton határozzuk meg.

Az 5.29. ábrán RF-erősítő látható kétkapus MOS-FET tranzisztorral. A 40673 típusú tranzisztorba tranzizens védelem céljából Zener-diódák vannak beépítve. Adóköszülék mellett ajánlatos a fokozatrah védelem céljából még külön szilícium diódákat (1N914) antiparallel a hennetere kapcsolni, mert a tranzisztorba épített kiálló szintényű Zener-diódák esetleg nem viednek el az adóból a hennetere jelő szintet és a tranzisztor lötkrenemne. A G_2 elektróda jó szintszabályozást tesz lehetővé.

Az 5.30. ábra kaszkád RF-erősítő ábrázol, két JFET tranzisztorral. A felső JFET gate-áramkörében levő 33

ohmos potenciométerrel az erősítést szabályozhatjuk. Ugyanezt az elektródat az 5.29. ábrán látotthoz hasonló módon az AGC-áramkörbe is bekapcsolhatjuk.

A készülék hennetének védelme a túlvérzéstől

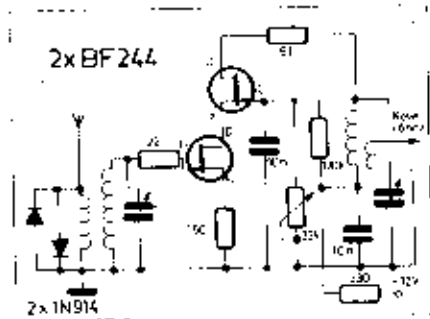
Ha a közelben másik állomás dolgozik, olyan nagy térfésséggel hozhat létre, hogy a készülék nem tudja a jelet feldolgozni, túlvérződik és a vétel lehetetlenné válik. Ilyen esetben segít, ha az antenna és a készülék közé ellenállásosztót, úgynevezett esillapító tagot iktatunk be. Ez alkosztja úgy a zavaró, mint a veendő jelet. Az utóbbi ugyan hátrányos de a túlvérzés megszüntetésével ismét lehetséges a vétel. Hogy a gyengébb jelek lehetőleg ne vesszenek el, a csillapítótagból csak annyit iktassunk be, amennyi a túlvérzés megszüntetéséhez feltétlenül szükséges.

Az 5.31. ábrán átkapcsolható esillapítót látunk. Jól zárt fémdobozba szereljük és lassuk el koaxiális kivezetékekkel. Az átkapcsoló 2×5 állású tárcsás hullámváltó kapcsoló. Az osztó 100 ohmos, $1/4$ vagy $1/2$ wattos ellenállásokból építhető fel.

A vevőkészülék oszeillátóra

Egy vevőkészülék frekvenciastabilitása főleg első oszeillátorának stabilitásától függ, ezért különös gondal kell elkészíteni. Széhirű szerelés szük-

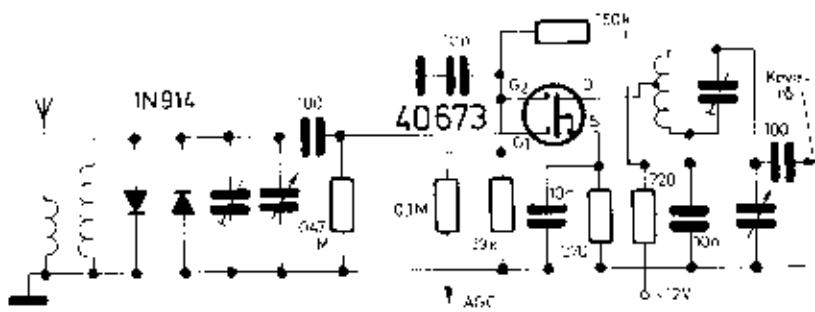
séges, hogy mechanikai behatásnak ne befolyásolhatóak az oszeillátor frekvenciáját. A hálózati feszültségváltozás hatásától úgy védhetjük meg az oszeillátort, hogy tápfeszültségét stabilizáljuk. Az oszeillátor rezgőkörében elektronosan stabil alkatrészeket kell alkalmazni. A kondenzátorok jó minőségű lég-, kerámia, esetleg esállm szigetelésűek legyenek. Az oszeillátortekeressel ne készítsük stiroflex (trólitul), poliamid, teflon esövetestre, mert az ilyen tekeres nem viselkedik a hőmérséklet változására következetesen (minden felmelegelési és lehűlési ciklus után más elektromos értéket vehet fel), ezért nem lehet hőkompenzálni a vele épített oszeillátor-rezgőkört. (Előkörök tekereseihez a fenti műanyag esövetestek felhasználhatóak mert ott kisebbek a követelménysek, mivel nem rezgés előállítására, hanem csak kiválasztásra használjuk azokat). Jó oszeillátor-tekeres készíthető oly módon, hogy kerámiaesőre vagy rúdra feszítjük zománchuzalból. Az oszeillátorkört vastag húzáll kell beletölteni, mert így mechanikai behatásokra nehezebben változik meg a helyzete. Az alkatrészeket merev szerelő-



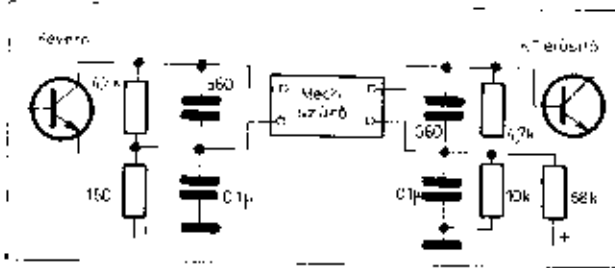
5.30. ábra. Kaszkád RF-erősítő két JFET tranzisztorral

lapra, gondosan kell rögzíteni. Hangoláshoz használjunk jó holtjártékmentes finom beállítót. Csak olyan mértékű visszacsatolást alkalmazunk, hogy az oszeillátor biztosan rezgjen, mert túl szoros visszacsatolásnál az oszeillátor harmonikusokat termelne, ami zavaró, hanna fültők keletkezését vonhatná maga után. Ne járassuk az oszeillátort sem túl nagy tápfeszültséggel, sem túl nagy árammal, mert a cső vagy tranzisztor túlterhelése melegedést okozna és az a stabilitás rovására menne. Az oszeillátor-rezgőkör részei a melegedő alkatrészeketől távol helyezkedjenek el.

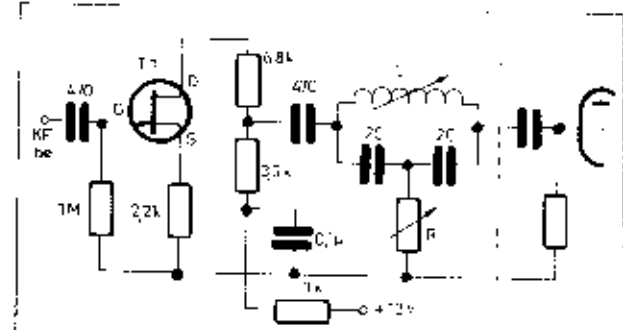
Az 5.32. ábra elektroncsöves oszeillátor kapcsolását mutatja. A katódkörében levő 50 ohmos ellenállás közvetlenül a esőfogulatnál kössük be, az az ultragerjedés (vadrezgés) megakadályozására szolgál (nem minden esetben szükséges alkalmazni). A visszacsatolás mértékét a leigazítás helyének változtatásával állítjuk be. A leigazítási pontot a récs felé vevő növekszik a visszacsatolás mértéke. A rezgőkörben alkalmazott C_1 és C_2 jelű kondenzátorok egytengely-hangolásnál



5.29. ábra. RF-erősítő két gate-elektródás MOS-FET tranzisztorral



5.24. ábra. Mechanikus szűrő alkalmazása



5.27. ábra. T-típusú szűrő. L a frekvencia, R a véges mértékűnek beállításhoz szolgál

hozzadjuk bevezetett kárpótlás biztosítják a csatlakozást közöttük. A rezgések a mechanikai rezgőrendszeren végigfutva ismét átalakítóra kerülnek és mint elektronikus jelek jutnak ki a szűrőből. A szűrő eluján és végén levő átalakítók magnetostruktúrák elven működnek és speciális ferritből vagy nikkelből állnak, melyeket tekercs vezet körül. Az elektronikus jel a tekercsen keresztül jut a szűrőbe és ugyanígy hagyja el a szűrőt. A mechanikai rezgőrendszerben, a rezonátorban alkalmazott fémtörzsek vagy lémlumézok Q-ja több ezereszeres és 5...10 van egy szűrőben alkalmazva. Minél több korongból építik fel a szűrőt, annál jobb az oldalmeredeksége. Az átviteli görbe tejeje kis ingadozást mutat, minden korongnak kis esése felel meg. A szűrő oldalmeredeksége kiváló. Az átalakítók tekercseit külső kondenzátorral le kell hangolni. A helyes lehangolástól függ az átviteli átv szintjének egyenletessége. Mechanikus szűrőket 1 MHz alatti tartományra készítenek. Az SSB céljára készített szűrők bemenő és kimenő impedanciája azonos és mindeket irányban egyforma az átvitelük, ami transzceiver üzemmód sokszor előnyös. (5.25. ábra).

Úgy a kristály-, mint a mechanikai szűrők alkalmazásánál figyelni kell arra, hogy a bemeneten és kimeneten levő alkatrészek, huzalok „ne lassák egymást”, mert különben a jel induktív, vagy kapacitív úton megkerüli a szűrőt, ami az átvitel rovására megy. Gondos elrendezést, csuleg árnyékolást is kell alkalmazni.

A Q-sokszorozó és lyukszűrő

A Q-sokszorozó egy szabályozható visszacsatolással ellátott áramkör, melyet rendszerint az első KF-rezgőkörrel párhuzamosan kapcsolva használunk. A visszacsatolás felfokozza a rezgőkör Q-ját és az így nyert keskeny sávval rendelkező jó szelektivitást biztosít a táviróvételre. A visszacsatolást lecsökkentve az áramkör lyukszűrőnek használható és segítségével a vélt zavaró interferenciák fűtőtét szintetizálhatjuk meg. Az áramkör 450 kHz körüli, vagy alacsonyabb középfrekvenciáknál használható jó eredményel. Magasabb frekvenciákon lyukszűrőként használva széles sávot törölne

ki, ami az átvitel minőségét rontaná. Ha a visszacsatolást a begörjedési ponton túl fokozzuk, lebegőtől oszcillátorként használhatjuk, azonban egyidejűleg nem tudja a Q-sokszorozó szerepét is betölteni. Kapesolási rajza az 5.26. ábrán látható. A rezgőkör 680 pF és 1000 pF kapacitású hangoló kondenzátorai jóműködésű csillám- vagy stiroflex kondenzátorok legyenek. A tekercset M 550 vagy M 25 anyagi ferrit fázakvaemagra, litze huzalból készíthetjük, hogy minél jobb Q-ja legyen. A₁ 100 inductivitású tönycsőű vasmagnúd, 450 kHz középfrekvenciánál 56 menet szükséges. A Q-sokszorozó használható RF-előkörökön is, a tökérszelektivitás fokozására, a vevőkészülék első bemenő rezgőkörénél. A Q-sokszorozót rezgőkörét természetesen az alkalmazott frekvenciára kell méretezni.

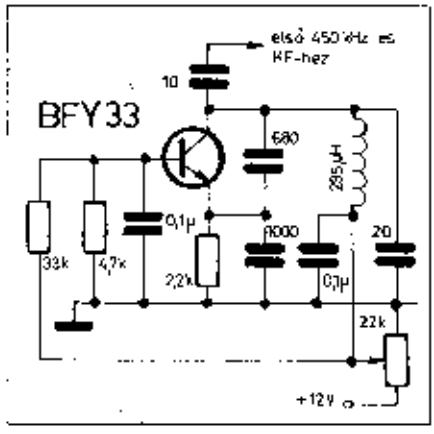
A T-típusú szűrő

A kétszer transzponáló szuperkészülék 50...100 kHz-es második középfrekvenciáján használható a vált állomással interferáló jel kiszűrésére. Az 5.27. ábra mutatja a kapcsolási rajzát. A nálunk amatőrökben levő 78 kHz-es második középfrekvenciájú készülékeknel a következő adatokkal készíthető el: C értéke 3400 pF (2C = 6800 pF csillám- vagy stiroflex szige-

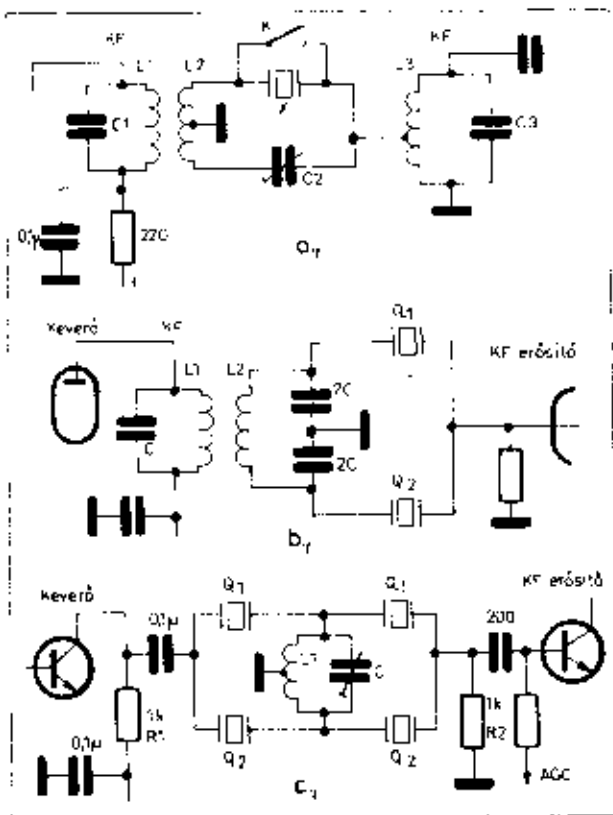
relési kondenzátor) L 1,22 mH, R=0,1 Mohm. Az első KF-szűrő után kell közhelkratni. A T, FFT erőteljes alú van osztva és emittorköndően is ellenesatolás van, így csak annyit erősít, amennyi kompenzálja a közhelkratás miatti szintesét, így nem változtatja meg a készülék KF-részének erősítést. A maximális vágás akkor lép fel, ha a potenciométer 30...50 kohm körüli állásban van. Kénel magasabb értéknél a vágás mélysége esőkien. Használton kívül a rezgőkör félhangoljuk (vagy az áramkört kiiktatjuk). Magasabb frekvenciájú középfrekvenciákon nem vág elég élesen, mert itt a szükséges körjóság nem valószínűható meg.

Rádiófrekvenciás erősítők

A rádiófrekvenciás erősítőkkel kapcsolatos néhány problémát már megvagyaltuk a tökérszelektivitással foglalkozó részben. A megfelelő tökérszelektivitás biztosítására szükséges lehet három rezgőkör alkalmazására a keverő fokozat előtt. Szokásos megoldás, hogy a három rezgőkör között két esővet alkalmazunk. Ebben az esetben könnyen előfordulhat, hogy a két esővet túlságosan sokat erősít. Ezenkor leégyszással és az L-C viszony megfelelő megválasztásával gondoskodhatunk arról, hogy csak annyi legyen az erősítés, amennyi a jó jel-zaj viszony előéréséhez szükséges. Ha csak egy előerősítő esővet és három rezgőkört alkalmazunk, két rezgőkörből sávazűrőt kell képeznünk. Ebben az esetben ne tegyük a sávazűrőt az antenna és az előerősítőeső véza közé, mert az antenna frekvenciafüggő visszahatása miatt a sávazűrőt két rezgőkör közötti csatlakozás nem lesz mindig megfelelő. Ezért a vevő elejére csak egy rezgőkört alkalmazunk, a sávazűrőt pedig tegyük a KF-erősítő és a keverő fokozat közé. Így a sávazűrő állapot viszonyok között dolgozik, mert ide már nem hat vissza az antenna változó terhelő hatása és így a sávazűrő behálított csatlakozása sem változik. Az első rezgőkör trimmer-kondenzátorának tengelyét vezessük ki az előlapra, mert segítségével a gyenge DX-állomásokat sokszor ki tudjuk a zajból emelni.



5.26. ábra. Q-sokszorozó kapcsolási rajza



5.24. ábra. a) egyszerű kristálysűrítő távirányítóra. Az L_1C_1 és L_2C_2 között a kristály soros rezonanciáján keresztül jön létre a csatlakozás; b) kétkristályos szűrő; c) π kristályos „full time” szűrő

másod részét ne veszítsük el. Az egyoldalsávú adás vételnél 2000 Hz a sávzélesség alós határa, de 2500 Hz-ig is felmehetünk a sávzélességgel, így sokkal természetesebb hangzású vételt érhetünk el. AM beszédvételnél 5000...6000 Hz a megfelelő sávzélesség. Frekvencia- és fiziológiai vételnél a léket nagysága határozza meg az alkalmazható minimális sávzélességet. Távirónál a fülrel történő vételnél szokásos sebességekhez 120...200 Hz a megfelelő sávzélesség. A keskeny sávzélesség használata megköveteli úgy az adó, mint a vevő jó frekvencia-stabilitását, a vevő könnyű beállításhoz pedig sínyújtás vagy nagy áttételi finombeállító kell.

A hangfrekvenciás tüskör kikészíthetősége (Single Signal hatás)

Táviró vételnél a KF-esetemben levő jel és a lebegtető oszcillátor frekvenciája közötti különbségből a demodulátorban hangfrekvenciás jeleket keletkezik. A fül az 1000 Hz körüli hangmagasságra a legérzékenyebb, ezért a lebegtető oszcillátort ennyivel hangoljuk el. Tegyük fel, hogy a vett jel 1000 Hz-vel magasabb frekvenciájú, mint a lebegtető oszcillátor jele. Ha a demodulátorba egy, a lebegtető oszcillátoronál 1000 Hz-cel alacsonyabb rezgésszámú jel is bejut, az is 1000 Hz-es lebegő hangot kelt, és a két jel zavarja egymást. A két jel hasonlóan helyezkedik el egymáshoz, mint a szupervevő bemenetén a veendő és a tüskörállomás, ezért ezt hangfrekvenciás tüskörnek szoktuk nevezni. Ha a középfrekvenciás szűrő sávzélessége

olyan keskeny, hogy csak a veendő jelet engedje át, sokkal zavartalanabb vételt tudunk biztosítani. Ezt a külföldi irodalomban „Single Signal” vételnek nevezik.

Az átételtől sûr keskenyebb tétele visszacsatolásait

A 450 kHz-es középfrekvencia használatánál LC-sűrítők alkalmazásával nem lehet a táviróvételekhez szükséges sávzélességet biztosítani. Más a helyzet, ha visszacsatolást alkalmazunk. Visszacsatolással pótolva a rezgőkör veszteségeit, gyakorlatilag megnövekszik a rezgőkör Q-ja, keskenyebb lesz a sávzélesség és az arányítás is megnő. A visszacsatolást szabályozhatóra kell készíteni, mert hosszabb időre (a túlfeszültség-változás és esőöregedés miatt) nem stabil. A visszacsatolás megvalósítható, ha a KF-erősítőső négyes és anóda, ill. a tranzisztor bázisa és kollektora közé kis kapacitású kondenzátort kapcsolunk. (Ez két összasodort szigetelt huzaldarabka is lehet.) A visszacsatolás szabályozása a cső vagy tranzisztor munkapontjának változtatásával történhet. Ezt a megoldást egyszerűbb, kisebb készülékeknek érdemes alkalmazni.

Kristálysűrítők

A piezoelektromos kvarckristály nagy-Q-ját felhasználhatjuk szelektív középfrekvenciás szűrők készítésére. A kristály soros rezonanciáján keresztül létesítünk csatlakozást a középfrekvenciás rezgőkörök között. Nyilvánvalóan kis sávzélességű szűrőt készíthetünk

(5.24/a ábra). Az L_1C_1 és L_2C_2 rezgőkörök középfrekvenciára vannak hangolva, ugyanígy van a kristály soros rezonanciája is. Az L_3 tekercs lengéztása, a hídcsatlakozás felőli oldalán, az összemetszszám körülbelül egytized részében van. Az L_3 tekercs szimmetrikus középfrekvenciás tekercs, sorosan csatlakozva az L_2 hídcsatlakozáshoz. Kis meneteszámú, a meneteszámától függ a sávzélesség, ugyanígy, mint az L_2 lengéztésének helyétől is. Ezért mindkettőt kísérlet alapján kell meghatározni. A szimmetrikus tekercs középfrekvenciás főbipotenciálón van, egyik vége a kvarckristályhoz, másik a C_2 jelű kismérhető félkörlemezcsatlakozáshoz csatlakozik, melynek kapacitása középpólusában körülbelül a kristály-fegyverzetek kapacitásával egyezik. A C_2 középpólusában az átviteli görbe két oldala szimmetrikusan fut le, a forgókondenzátor kapacitását növelve vagy csökkentve a görbe egyik vagy másik oldala válik meredekebbé, így a vételt zavaró állomás szintje lecsökkenthető. A kapcsolóval a kristály kiiktatható.

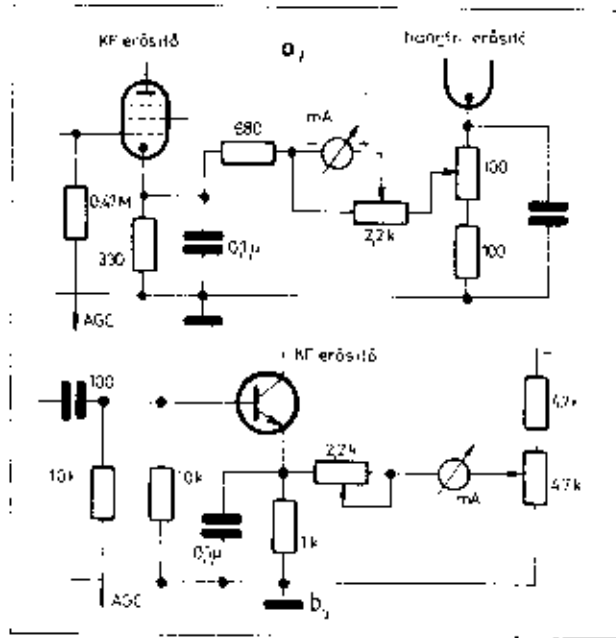
Sávcsűrők

Az egykristályos szűrő táviróvételek ad megfelelő szelektivitást. Telefónia vételnél nagyobb sávzélességre van szükség, az átviteli sávon kívül pedig nagy csillapítást kívánunk meg. Egyoldalsávú vételnél a két 6 dB-es pont között 2200...2500 Hz sávzélesség szükséges, a két 60 dB csillapítási pont pedig ne legyen messzebb 4000 Hz-nél egymástól.

Egyszerű sávcsűrőt két kristályból készíthetünk. A két kristály frekvenciája különbözzön egymástól. Néhány száz Hz különbségnél táviróvétele alkalmas szűrőt kapunk, 2 kHz eltérésnél pedig fónia vételre alkalmas szűrők lesz. Egy ilyen szűrő 6 dB-es pontjai 4 kHz-re, 60 dB-es pontjai pedig 12...13 kHz-re lesznek egymástól. Az ilyen típusú szűrőt a külföldi irodalomban „Half lattice” szűrőnek nevezik, 4,6 vagy 8 kristály alkalmazásával nagyobb oldalmerevségű szűrők készíthetők. Minél több kristályt alkalmazunk, annál jobb oldalmerevség érhető el, azonban a szűrő elkészítésénél fokozottabban lépnek fel a nehézségek. Az 5.24/b ábrán kétkristályos szűrőt mutatunk be. A rezgőköröket középfrekvenciás transzformátorokból alakíthatjuk ki. Az 5.24/c négykristályos szűrő kapcsolási rajza, ez két db kétkristályos szűrő egymásután kapcsolásából származik. Itt L_1 a rezgőkör bifilaris toroid tekercse, melyet C_1 -vel F_1 -ra kell hangolni. R_1 és R_2 a szűrő lezáró elemüllései.

Mechanikus szűrők

A mechanikus szűrőkben az elektromos energia mechanikai energiává alakul és ez apró fémkorongokból vagy fémkeresztekből álló mechanikai rezgőrendszerre jut. Ez a tulajdonképpeni mechanikus szűrő. A fémkorongok rezgőköröként viselkednek és vékony,



5.23. ábra. S-mérő kapcsolások: a) KF erősítő-szó kalibrálókörben; b) tranzisztoros KF-erősítő emitterkörben

jú zajokat pedig levágja. Így a zajimpulzusok kisebb szinten jutnak a fejhallgatóra és nem viselik meg fülminket. Ilyen zajkorlátozót könnyen készíthetünk, ha 4000 ohmos fejhallgatónál 0,5–2 kohmos ellenállást kapcsolunk a fejhallgató elé, vele párhuzamosan pedig két sorba kötött 3 voltos Zener-diódát (600 ohmos fejhallgatónál az ellenállás kb. 330 ohmos, párhuzamosan pedig két antiparallel kapcsolt szilícium dióda; 5.22. ábra). Ez egyszerű, de igen hatásos megoldás, de használatánál ügyelni kell, hogy csak akkora hangerőt használjunk, hogy a diódák a hasznos jelet ne vágják.

Igen hatásos az 5.22/c ábrán közölt kapcsolás. Ennek a demodulátor és a hangfrekvenciás erősítő közé egy automatikus szintkorlátozó kapcsolható. A kondenzátorok töltése automatikusan követi a hasznos jel szintjét és nem terheli észrevehetően a demodulátor kimenetét. A zajimpulzus megjelenésekor megnő a diódák árama és leterheli a kimenetet, ezáltal letéri a zavar szintjét.

Impulzusajok ellen jól használható az 5.22/d ábrán vázolt elrendezés. Ennek a megoldásnál a keverőfokozat után kétféle ágazik a KF-esetorna. Az egyik a szokásos középfrekvenciás erősítő, melyet a demodulátor és a hangfrekvenciás erősítő követ, a másik KF-erősítő a zajerősítő, melynek végén a hasznos jel szintje fölé lékelterett diódával negatív irányban egyenirányítjuk a zaj impulzusokat és kis időállandójú RC taggal szűrjük. Ha nagy amplitúdójú zavarimpulzus éri a készülék bemenetét, a zavarerősítőből jövő negatív impulzus, a zaj tartományra lezárja a KF-esetorna bemenetét. Ez azonban így nem működne. Ahhoz hogy a zavarimpulzus a zavarerősítő esetornán átjusson, idő kell (ha rövid is), és ezalatt a zavar a KF-esetornán is végigszalad, ezért már későn tör-

ténné a KF esetorna bemenetének bezárása. Azért, hogy a KF bemenetét a kellő időpillanatban zárhassuk le, késleltetnünk kell a jel bejutását a KF-esetornába. Ez a késleltetés művonalal vagy valódi tápvonallal történhet. Ha a keverő fokozatról egy tekercs koaxiális kábelben keresztül vesszük a jelet a KF-esetornába, a zavarerősítőre pedig közvetlenül, a kábel hosszának helyes megválasztásával elérhetjük, hogy a koaxiális kábel végén és a zavarerősítő kimenetén egyszerre lépjen ki a zavarimpulzus és a kapcsoló jel. Így éppen kellő pillanatban történik a KF-esetorna bemenetének lezárása és a zavar nem jut a vételi esetornába. A fülzet a rövid ideig tartó megszakítást nem veszi észre.

S-mérők és hangolászjelzők

Vételjelentés (riport) adásánál az ellenállomás hangerejét az S-mérőről olvashatjuk le. Az S-mérő azonban nem minden esetben ad reális képet az adás erősségéről. Egyértelmű vételérősség-jelzés ez lenne, ha tudnánk közbölni, hogy az ellenállomás adója a vétel helyén milyen térorósságot állít elő. Ehhez azonban drága, kalibrált térorósságmérő műszer kellene.

A gyári készülékek S-mérője által mutatott érték sem reális, mert attól függ, hogy milyen antennát használunk. Ugyanis nagyobb nyereségű antenna nagyobb szintű jelet szállít az antennabemenetre, az S-mérő pedig az antennabemenetre jutó feszültség szintje szerint mutat. Az S-mérő által mutatott érték attól is függ, hogy melyik sávban használjuk, mert a legtöbb vevőkészülék KF-előfokozatának erősítése a magasabb sávokon kisebb, mint az alacsonyokon. Az S-mérő ezért csak relatív összehasonlításokra alkalmas (mint például ha az ellenállomás különböző antennákat

próbál ki és arról kör vételjelentést).

Nagy hasznú vesszük a térorósságmérőnek pl. akkor, ha a beam-antennát fordítjuk az ellenállomásra felé, akkor a maximális szint mutatja a helyes irányt.

Egyes gyárak S-mérőket különbözőképpen kalibrálják, így azonos körülmények között a különböző gyártmányú vevők különböző S-fokot jeleznek.

Kézel elterjedni a S-mérő kalibrálásának az a módja, hogy a műszer skálaközepét 89-dal jelölik, ettől balra 6 dB-enként esőlekednek az S-fokok. (Az 89 50 mikrovolttos bemenő jelnek felel meg, az 88 25-nek, az 87 12,5-nek s.t.l.) A skálaközéptől jobbra 10 dB-es növekedés szerint jelölik a szinteket. Így 150 mikrovolttos antennajel 89 plusz 10 dB, 300-múl 89 plusz 20 dB stl.

A vevőkészülékben az AGC-jel szintje a bejövő jel nagysága szerint változik, ezt nélszerűen az S-mérő műköltetésére is felhasználhatjuk.

A legegyszerűbb S-mérő az egyik (AGC által szabályozott) eső anélkülbe kapcsolt milliampermérő. Erősebb jeleknél az AGC a esővet le szabályozza, így a eső utódarabja csökken és a műszer kevesebbet mutat. Ha ezt kívánjuk, hogy a műszer ne fordítva ténjen ki, hanem nagyobb jelszintnél jobbra lendüljön a mutató, úgy szereljük a műszert, hogy mutatója felel álljon. A műszer sántjét így kell be szabályozni, hogy mutatója jel nélkül szálsó állásban legyen.

Az 5.23/a ábra hídkapcsolást mutat. A műszer egy szabályozott KF-erősítőcső katódeellenállásához és a hangfrekvenciás erősítő eső katódeellenállásán egy leigazási ponthoz csatlakozik. A műszer nullázása a leigazási pont változtatásával, végkitérés pedig a 2,2 kohmos potencióméterrel állítható be.

Az 5.23/b ábrán az S-mérő egy szabályozott KF-erősítő tranzisztor emittere és egy ellenállásosztó által alkotott hálba van kapcsolva. A nullázás a 4,7 kohmos potencióméterrel, a végkitérés pedig a 2,2 kohmossal szabályozható be.

A készülék szelektivitásának fokozása

A szuper rendszerű vevőkészülék előnyös tulajdonsága az egyenes vevővel szemben, hogy nagyobb a szelektivitása. Míg az egyenes vevő minden rezgőkörét a vételi frekvenciára kell hangolni, a szupervevőnek csak az előkörüi. A középfrekvenciás erősítő rezgőkörét fix hangolással, melyeket ha egyszer jól behangolnak, minden vételi frekvencián biztosítjuk a jó szelektivitást. Mivel a középfrekvenciás alacsonyabb rezgőszámú, mint a rövidhullámú vételi frekvenciák, rezgőkörével jobb oldalmenetűség biztosítható, mint az egyenes vevő rezgőkörével. AM-állomások vételénél nem szabad túlzásba vinni a szelektivitás fokozását, csak annyira szabad lekeskenyíteni a sávzélességet, hogy az oldalsávok magasabb frekvenciát tartal-

Szuperregeneratív audion

Az URH amatőrökös kezdetén a szuperregeneratív audion (egyszerűsége és érzékenysége miatt) nagy népszerűségnek örvendett. Hátránya csak a selektivitása és erős sziszegő hangja, ha nincs állomásra hangolva. Antennára kapcsolva erősen zavarja a környező vevőkészülékeket. Ezért RF-előerősítőt alkalmazunk előtte, így növekszik érzékenysége és selektivitása és nem sugároz az antennán keresztül. Ma már csak ott használják, ahol egyszerű, könnyű kisfogyasztású vevőkészülékre van szükség. Táviró-és keskenysávú FM vételre nem alkalmas.

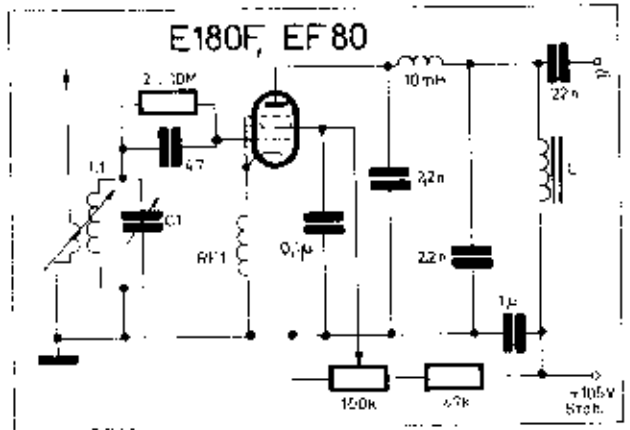
Szuperregeneratív audion céljára nagy határértékű és nagy meredekségű FET illetve bipoláris tranzisztorokat alkalmazunk. Stabil tápfeszültség alkalmazása szükséges, mert a visszacsatolás mértéke függ a tápfeszültségtől.

A 6.17. ábrán félvezetős, a 6.18. ábrán pentódás szuperregeneratív audion láthatunk. Az L_1 , C_1 rezgőkör mindkét kapcsolásnál a vevőfrekvenciára van hangolva. Az antennatekercset elmozdíthatóra kell készíteni, hogy az antennatekercset beállíthassuk. Az RF, nagyfrekvenciás fojtótekercset 8...10 mm átmérőjű hengeres szigetelőre készítjük, 0,15 mm-es zománccal és selyem szigetelésű negyed hullámhossznyi hosszúságú huzal feltekercselésével. A visszacsatolás mértékét félvezetős kivitelnél a tápfeszültség változtatásával, csöves kivitelnél pedig a segédtránszformátorral szabályozzuk. A pentódás kapcsolásnál a rácslépcsőt ellenállással helyettesítjük. A pentóda anódkörében kis hangfrekvenciás fojtótekercset alkalmazunk.

Hűdítő kondenzátorok

URH-áramkörökben sokszor nem sikerül egyes pontok nagyfrekvenciás hűdítése. Ennek az az oka, hogy a hűdítő kondenzátor kapacitásából és bekötés huzalának induktivitásából képezett soros rezgőkör rezonanciája alacsonyabb frekvenciájú, mint a hűdítendő ponté, így a hűdítendő frekvencián induktív impedanciát képvisel. WA 2 KYF lemérte és táblázatban foglalta össze különböző kapacitású kondenzátorok különböző hosszúságú kivezetésnél fellépő soros rezonanciáját. A rezgőkör soros rezonanciáján soros vezetési ellenállásot képvisel, ami igen alacsony értékű, ezért hatásos hűdítést lehet vele elérni. Ugyanarra a frekvenciára inkább a nagyobb kapacitású, rövidebb kivezetésű kombinációt alkalmazzuk, mert a hosszú kivezetés miatt nem kívánt induktív csatlások léphetnek fel (5.1. táblázat).

6.18. ábra. URH szuperregeneratív audion pentódával



6.1. táblázat. Hűdítő kondenzátorok soros rezonanciája

Frekvencia (MHz)	Kivezetés hossza		
	8 mm	12,5 mm	25 mm
48	300 pF	400 pF	300 pF
72	390 pF	180 pF	91 pF
96	230 pF	100 pF	50 pF
144	100 pF	47 pF	25 pF
220	30 pF	20 pF	10 pF

RF előerősítő MOS-FET tranzisztorral, 10 vagy 2 m-re

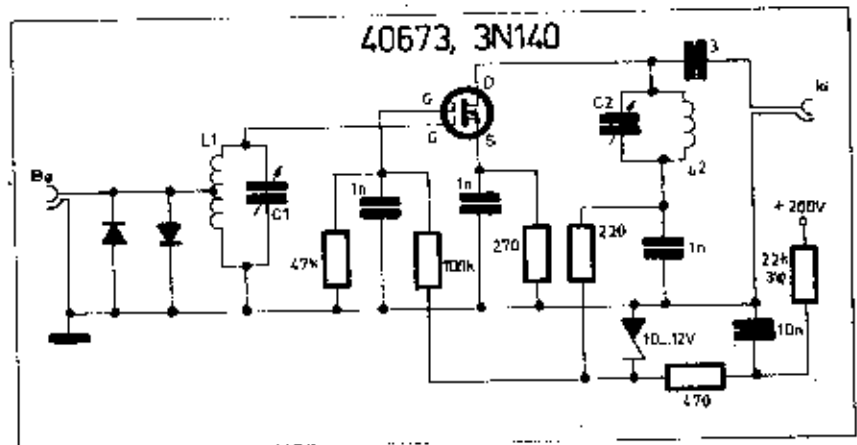
Olyan régi típusú vevőkészülékekhez alkalmazható, melyek érzékenysége nem megfelelő (6.19. ábra). Az előszelektor a gyenge jel szintjét a készülék zaja fölé emeli és így a jel hallhatóvá válik. Akár a 10, akár a 2 m-es sávra használható, ha a venni kívánt sáv rezgőkörét építjük be. Az előerősítőben két gate-elektrodás MOS-FET tranzisztor alkalmazunk. Használhatók ide a 40673, 40820 védett bemenetű, vagy a régebbi típusú 3N140, MFE 3007 és ezekhez hasonló tranzisztorok. A nem védett bemenetű FET-ek rövidzárást csak befuzás után veszünk le a kivezetésekről. Nem védett

típusoknál és adó mellett használva a védettnél is kapcsoljunk a bemenettel párhuzamosan két antiparalel kötött 1N914 vagy hasonló típusú gyors kapcsolódiodót. A kábelkötést nyomtatott áramkört lapon készíthetjük el és fogjuk jól záródó fémdobozba, árnyékolás céljából. A bemenetet és kimenetet lássuk el koaxiális csatlakozóval. A tápfeszültséget átvettető kondenzátoron keresztül vezetjük be az előerősítőbe. Ha csöves készülék előtt használjuk, a tápfeszültséget a vevő anódköréből is vehetjük, elől ellenálláson keresztül, 10...12 voltos Zener-diódával stabilizálva. Behangolása úgy történhet, hogy a vevőkészülék elé kapcsolva gyenge állomás vételénél maximumra hangoljuk a bemenet és kimenet rezgőkör trimmerkondenzátorát.

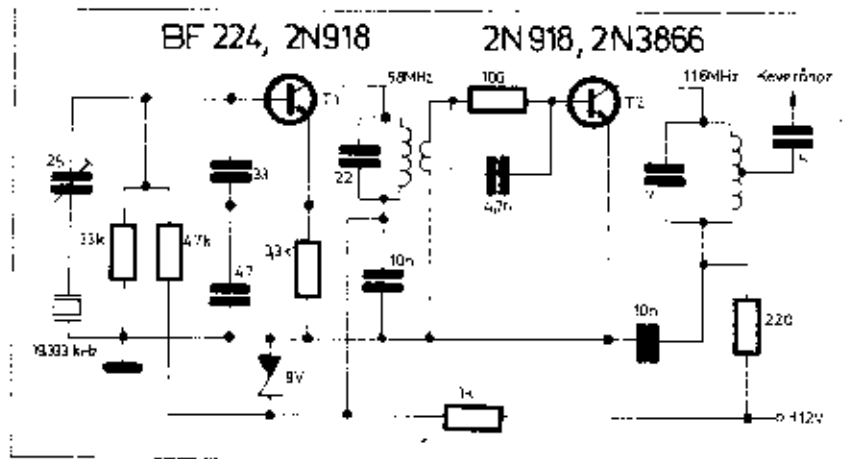
Rezgőköri adatok: 28 MHz-re C_1 és C_2 : 15 - 60 pF kapacitású trimmerkondenzátor, L_1 és L_2 : 0,6 µH, 144 MHz-re C_1 és C_2 : 2 - 12 pF trimmer, L_1 és L_2 : 6 menet 8 mm átmérővel, 12 mm hosszban, az antenna-leágazás a hideg pont fölötti második menetnél.

Átkerülő egység (konverter) 144 MHz-ről 28 MHz-ra

A 6.20. ábra kiszajú konverter kapcsolási rajza. A 144...146 MHz-es sávot 28...30 MHz közé keveri át. A



6.19. ábra. RF-előerősítő MOS-FET-tel



6.15. ábra. 116 MHz-es sokszorozó

Gondoskodni kell arról, hogy a kristálynak csak a keveréshez szükséges harmonikusok jussanak a keverőfokozatba, mert más harmonikusok a sávon kívüli nagy társerejű állomásokkal is kiadhatják a középfrekvenciát, és véletlenszerűen zavarhatják. (Ugyanakkor az antennahozmenetnél alkalmazott rezgőkörrel csillapíthatjuk a nem kívánt sávon kívüli jel szintjét.) A nem kívánt harmonikusokat alkalmazott rezgőkörrel gyengíthetjük; a sokszorozó lényegében nagy Q-jú rezgőkört vagy meredek oldalló sávszűrőt alkalmazhatunk. A sokszorozó fokozat únyékulásiával megakadályozhatjuk, hogy az a keverőre szórjon.

A 6.11. ábra tranzisztoros felhang-oszcillátorok kollektor-rezgőkörre, a kristály felhang-frekvenciájára van hangolva. A visszacsatolás mértékét a rezgőkör leigazításával széles határok között változtathatjuk. A leigazítást a hideg pont felé véve a visszacsatolás mértéke csökken. Túl alacsony leigazításnál a kvare nem rezeg. A leigazítással a kollektor felé menve a visszacsatolás erősödik, túl magas leigazításnál az oszcillátor „önállósítja magát” és a kvare frekvenciától függetlenül a rezgőkör frekvenciáján rezeg. Az oszcillátor jelle akkor stabil, ha csak olyan mértékű visszacsatolást alkalmazunk,

melynél a kvare még éppen biztosan rezeg. Az oszcillátor jelét a tekercs leigazításáról, vagy a rezgőkör hideg oldalán elhelyezett csatlótekeres segítségével vihetjük tovább.

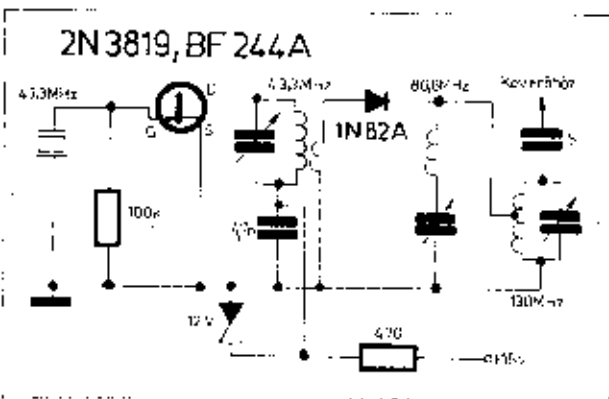
A 6.15. ábra egy 116 MHz-es sokszorozó kapcsolási rajza. A T₁ tranzisztor kristály Clapp-kapcsolásban rezgeti a 19,333 kHz rezgőszámú kvareot, kollektor köre pedig a háromszoros rezgőszámra, 58 MHz-re van hangolva. Az 58 MHz-es jel a kétmunkes csatlótekeres keresztül a T₂ duplázó fokozatra jut, melynek kollektor körüli rezgőkör 116 MHz-re van hangolva. A jel a rezgőkör leigazításáról visszük a keverőfokozatra.

A 6.16. ábra leíró 130 MHz-es sokszorozó JFET tranzisztoros felhang-oszcillátor, 43,3 MHz-es kvareval indul. Az oszcillátor tápfeszültségét a jobb stabilitás érdekében 12 voltos Zener-dióda tartja állandó szinten. A 43,3 MHz-es jel a csatlótekeres keresztül kerül az LN2A típusú sokszorozó diódára. A diódán a második felharmonikus is létrejön, ezt a 86,6 MHz-re hangolt soros rezgőkör szűri le. A harmadik harmonikus a 130 MHz-re hangolt párhuzamos rezgőkör ellenel ki, melyről kapacitív kondenzátoron keresztül jut a jel a keverőfokozatra.

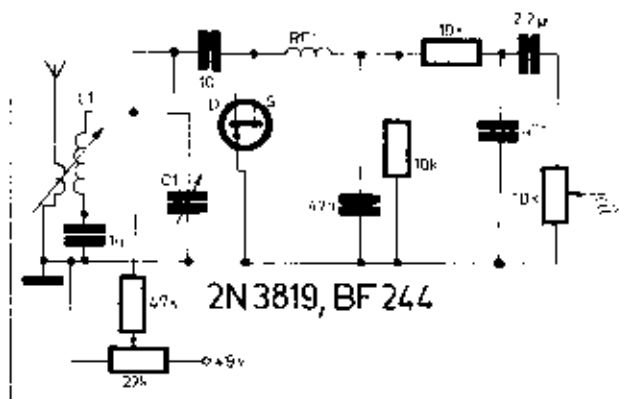
Egy hangolható, hőkompenzált oszcillátor, ha stabilitása 10⁻³/°C értéket eléri, elég jónak mondható. (Ez MHz-enként és °C-onként 10 Hz változás.) Rövidhullámon ez elegendő arra, hogy a vevőkészülék egy összeköttetés tartama alatt az állomáson maradjon. Más a helyzet az UHF-oszcillátoroknál. Itt az oszcillátorosó vagy félvezető elektróda-kapacitása nagyobb hatását teszi ki a rezgőkör kapacitásának, mint rövidhullámon, ezért itt sokkal nehezebb stabil oszcillátort készíteni. Az UHF-vevő hangolható oszcillátora legfeljebb AM és FM-vételnél felel meg a stabilitási követelményeknek, CW és SSB-üzemmódban már nem. Ezért UHF-vevőkörrel más megoldást kell alkalmazni.

Ta kétszeres keverést alkalmazunk és az első oszcillátor kvarevezérlésű, a második alacsonyabb frekvenciájú oszcillátor stabilitása már elegendő CW és SSB-vételre is. Napjainkban ez a módszer terjedt el. Pl. a 144...146 MHz-es sáv vételére 116 MHz-es kristályvezérlésű oszcillátorral 28 és 30 MHz közé keverjük át a jelet és ezen a sávon stabil rövidhullámú vevőt használjuk, hangolható második KPF-erősítő gyantát.

Más, igen sok szempontból jó a PLL-ek (Phase Lock Loop) használata. Itt az oszcillátor jelét, egy kvare-oszcillátor jelével keverve alacsonyabb sávba teszik át. Ezt az alacsonyabb rezgőszámú jelet egy ugyanilyen a sávon hangolható stabil oszcillátorral hasonlítják össze, fázisdetektor segítségével. Ha a vevő oszcillátor-frekvenciája növekedne vagy csökkenne, a fázisdetektor pozitív vagy negatív irányú egyenfeszültséget ad le, amely egy feszültséggel szabályozható rezgőkör elemet, pl. varicap-diódát vezérelünk, amely az oszcillátor frekvenciáját visszazabályozza. Ily módon az UHF-oszcillátor jele olyan stabil lesz, mint a kristályoszcillátor és az alacsony rezgőszámú LC-oszcillátor együttes stabilitása. Ily módon az UHF-vevő keresztmodulációs tulajdonságai az egyszerű keverés miatt sokkal jobbakká válnak. Ez a sok jó tulajdonsággal rendelkező módszer, komplikáltsága miatt kissé nehezen terjed.



6.16. ábra. 130 MHz-es sokszorozó diódaú

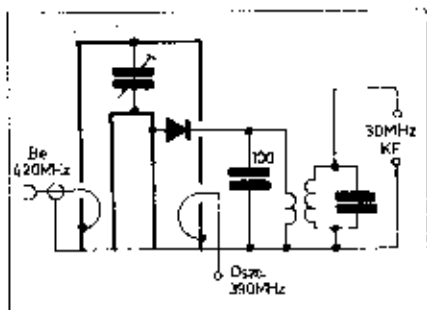


6.17. ábra. UHF szuperregeneratív modulon PNP-t

színjelzése. A rajzon ponttal van a három huzal azonos vége jelölve. A négy kristálydióda ringmodulátorként van kapcsolva. Hat carrier dióda helyett használhatunk IN21 típusú szilícium keverő diódákat, esetleg IN914 vagy IN4148 típusú kapcsoló diódákat de gyengébb eredménnyel.

Egy hat carrier diódás balanzkeverő szintvesztése 7 dB körül van. Ha egy 10 dB zajszámú rövidhullámú vételt kapcsolunk utána, az eredő zajszám kb. 17 dB lesz. Ez elé ezért olyan kisajzó erősítőt kell kapcsolni, mely a jelek szintjét a zaj fölé emeli. Egy 20 dB (10-szeres) feszültségerősítésű kisajzó RF-előerősítővel már megfelelő vételt tudunk biztosítani.

Célszerű és tranzistoros keverők. Lényeges, hogy a keverőfokozat minél nagyobb szintet tudjon túlvizelés nélkül feldolgozni. Ebből a szempontból a FET tranzisztorok tulajdonságai kedvezőbbek, mint a bipoláris tranzisztoroké, ezért mindinkább a FET-keverőket alkalmazzák. A JFET ki-



6.10. ábra. Diódás keverő konz. rezonanciával 120 MHz-re

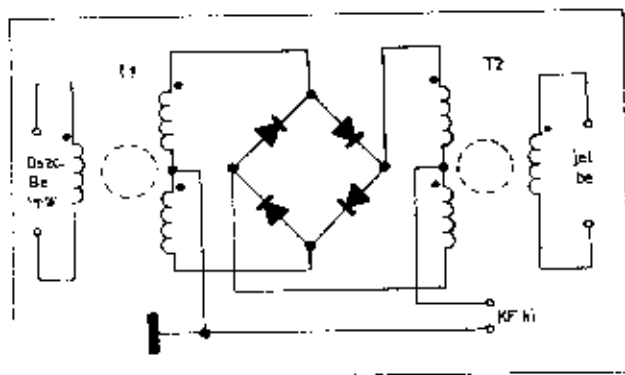
oszcillátor jelét a source elektródára vezetik. Az oszcillátorjel szintje befolyásolja a keverő fokozat hatásfokát. Az oszcillátor jelének szintjét növelve úgy a jel/zaj viszony, mint a keverő meredekség javul egy bizonyos pontig. Ezután a jel/zaj változatlan marad,

(ábrv). A régebbi típusúak gondos kezelést kívántak beépítéskor, a későbbi gyártásúknál beépített Zener-diódák védik a gate-elektrodák vékony szigetelőréteget az átütéstől.

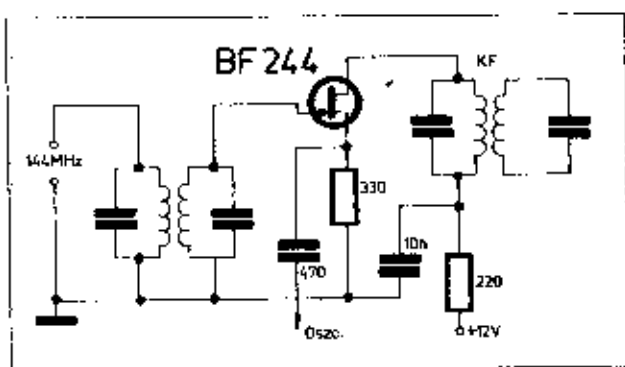
A oszvék közül a pentódák és tetródák kb. 150 MHz-ig használhatók, a triódák magasabb frekvenciákig működnek.

A helyi oszcillátor jelének előállítás

A keveréshez használt oszcillátor jelle stabil és „tisztá” legyen, ne tartalmazzon harmonikusokat, csupán a keveréshez szükséges rezgés számú jellel, így a keverési zaj is kisebb lesz. Stabil jellel kristályoszcillátorral tudunk előállítani. Fontos, hogy a kristályt ne terheljük túl, mert a túlterheléskor a kristályon folyó, a megengedettnél nagyobb áram melegtíti a kristályt és az frekvenciaesését okoz. A kristály frekvenciáját az oszcillátorosó vagy tranzistor paraméterei is befolyásolják. Ezek tápfeszültség-függő-



6.11. ábra. Szimmetrikus keverő ringmodulátorral



6.12. ábra. Keverő JFET-tel

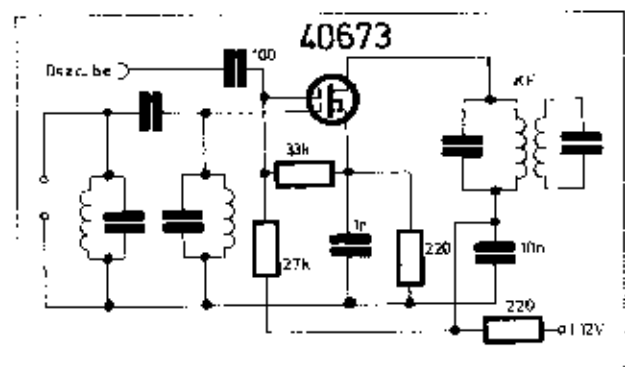
sebb zajt a MOS FET-nél és határfrekvenciája is magasabb, azonban nagyobb szintű oszcillátorjellel igényel.

A 6.12. ábra JFET tranzisztor alkalmazását mutatja keverő-kapcsolásban. A jobb rückselektivitás érdekében sávszűrős hengeresbet alkalmaznak. Az

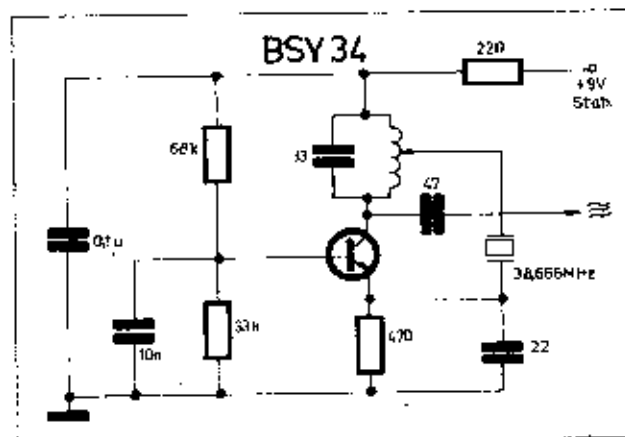
csupán a keverőmeredekség növekszik. A helyes beállítás az, ha az oszcillátorjel szintjét 1...2 dB-rel az emittált pont fölé állítjuk.

A két gate-elektrodás MOS-FET túlvizelés szempontjából igen jó tulajdonságokkal rendelkezik (6.13.

ok, ezért a kristályoszcillátort ajánlatos stabil tápfeszültségről működtetni. Kvarcoszcillátornál a Zener-diódás stabilizálás elegendő. LC-oszcillátoroknál stabilabb tápfeszültség szükséges, ezért itt elektronikus szabályozott tápfeszültséget kell alkalmazni.



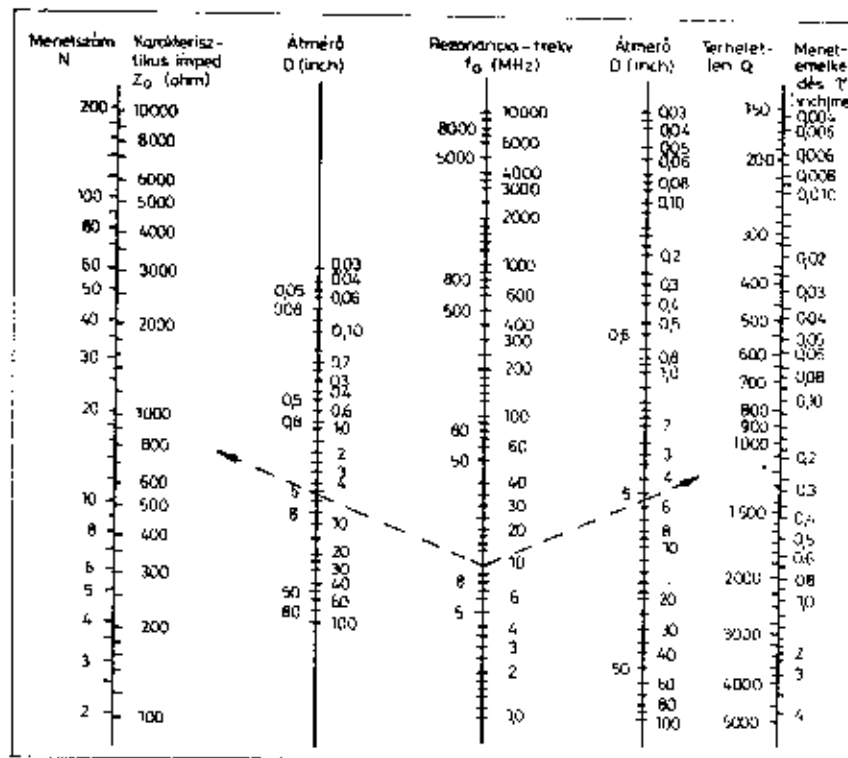
6.13. ábra. Keverő MOS-FET-tel



6.14. ábra. Tranzistoros felhang-oszcillátor

zonátorokat pedig a falba vágott résben (az üregrezonátorokhoz hasonlóan) csatlakoztatjuk egymással. A külső köpenyt hasáb alakúra is készíthetjük. Az oldaléleknél gondos forrasztással jó kontaktust kell biztosítani.

A 6.9. ábrán példát láthatunk a negyedhullámú helix-rezonátor alkalmazására egy 144 MHz-es konverternél. A rezonátorok külső köpenye 50 mm magas és alapja 25 × 25 mm-es négyzet. Vörösréz lemezről készíthető; az éleket gondosan kell forrasztani, hogy kis ellonállása legyen. A hengeres közepe tekeres 15 mm átmérőjű, 7 menet 2 mm-es húzalból, 4 mm-es menetemelkedéssel. A 7 menetes tekeres külső vége és a köpeny közé kis kezdőkapacitású 5 pF-os légrtrimmert kapcsolunk a behangolásra. Nagyobb mechanikai stabilitás elérésére a spirált kalitcsőre vagy rúdra is csévélhetjük. Az 50 ohmos autotranszformátorral csatlakozunk a forrásnak. A feloróított jel sávszűrőn keresztül jut a keverőre. A sávszűrő két rezgőkör között csatlakoztatva a közös falba vágott 7 × 12 mm-es „ablakon” keresztül létesíthetjük. A keverőlőz kvarcozeillátor 116 MHz-re felszorzott jelét visszük. A kimenethez a 28 MHz-es sávban működő rövidhullámú vevőkészüléket csatlakoztatunk.

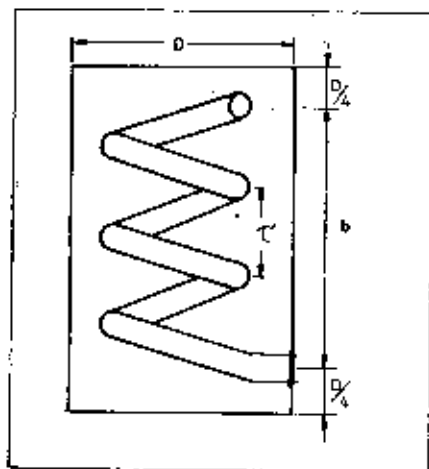


6.8. ábra. Diagram a negyedhullámú helix-rezonátor méretezéséhez

jelet, a dióddal sorba kapcsolt rezgőkörön pedig a két jel különbeágyazott a középfrekvenciás jelet kapjuk (6.10. ábra).

Egy jó URH-dióda zajviszonyai még a mikrohullámú tartományban sem romlanak el. A diódás keverőben szintesez lép fel, melyet a vevőrendszer érzékenységének és zajszámaának kiszámításánál figyelembe kell venni. Ezért fontos, hogy az első KF-erősítő fokozat is kissé legyen. A diódás keverő akkor működik optimálisan, ha az oszcillátor jel szintje jól van beállítva és nem tartalmaz harmonikusokat. A keverőfokozat helyes beállítását célzertű zajgenerátor segítségével végezni. A „hot carrier” diódás halansz-

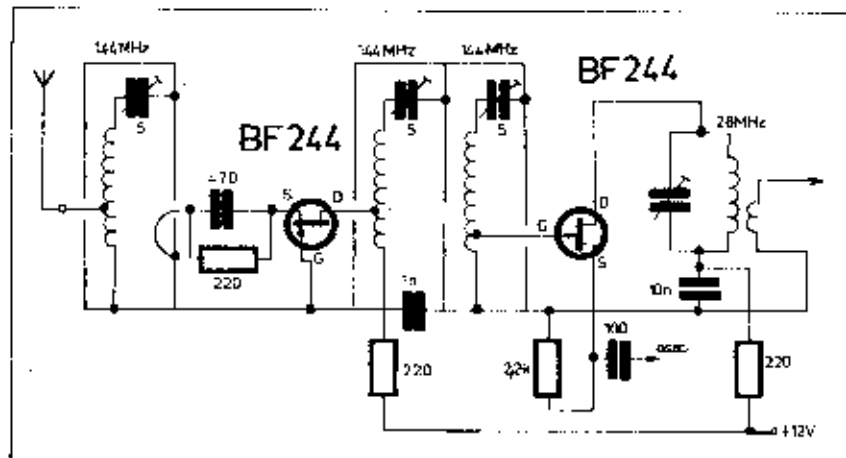
keverők (6.11. ábra) zajviszonyai 1... 2 dB-lel jobbak, mint a legjobb (URH-ra készült) túndiódáké. Az azonos jelzések szórása olyan kicsi, hogy többnyire nem szükséges összeválogatni azokat. Nem kényesek, jól bírják a túlterhelést is. Egy 6.11. ábra szerinti hot carrier diódás halansz-keverő kimeneti impedanciája 90 ohm körül van. Az ábra szerinti keverő T₁ és T₂ transzformátorai a nálunk hozzáférhető 7,5 mm átmérőjű N 100 vagy N 50 anyagú toroid vasmagra készíthetők el. A toroid vasmagra 3 üzemcsodort szál 0,15 mm átmérőjű zománccal egyenletesen 8...10 menetet csévélünk fel. A trifiláris húzal egyik végét lássuk el



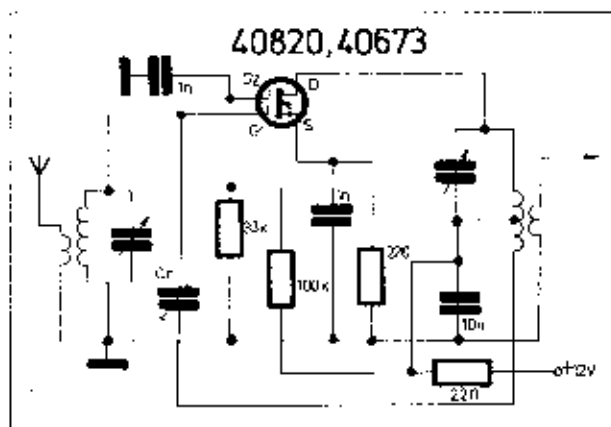
6.7. ábra. Negyedhullámú helix-rezonátor felépítése

Keverők

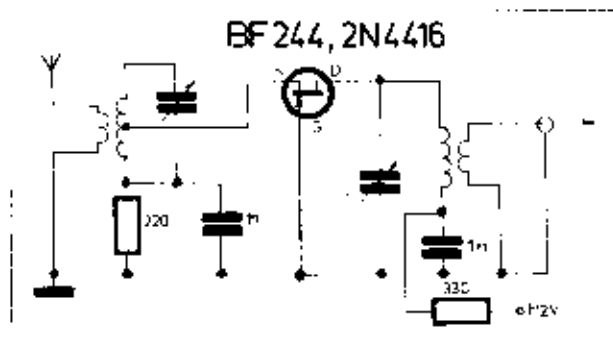
A keverőfokozat szerepe URH-n is hasonló, mint rövidhullámon: a vett jelet alacsonyabb frekvenciára keverjük át, ahol könnyebb oróítani, mint a vételi frekvencián. Az URH-frekvenciákon többféle keverő használható. Legegyszerűbb a diódás keverő; 500 MHz felett majdnem kizárólag ezt használják, mivel itt már erősen romlik a oszdek és tranzisztorok hatásfoka. A keverés úgy történik, hogy a diódákörbe (sorosan vagy párhuzamosan) betápláljuk a vevő és az oszcillátor-



6.9. ábra. Negyedhullámú helix-rezonátor alkalmazása



6.3. ábra. RF-erősítő MOS-FET-tel, kapacitív neutralizálással



6.4. ábra. Földelt gate kapcsolású RF-erősítő

JFET előerősítőt ábrázol. A JFET kis zajával tűnik ki. Kapacitív neutralizálást láthatunk a 6.3. ábrán, leírás gate-elektrodára MOS-FET-tel. A kimenő rezgőkör tekercsét (a hideg pontnál) meghosszabbítjuk és ennek végéről a C_n kondenzátorral visszük vissza az ellenkező bázisú jelet a bemenetre. A neutralizálás helyes mértékét a C_n változtatásával állíthatjuk be. A 6.4. ábra szerinti földelt gate kapcsolásban nem kell neutralizálni. Ebben a kapcsolásban a JFET bemenő impedanciája alacsony és a source, hogy ne terhelje a rezgőkört, leegazásra esatlakozik. A 6.5. ábra kaszkád kapcsolású RF-erősítője kis zajúval és nagy erősítéssel tűnik ki. Itt is kapacitív neutralizálást alkalmazunk. A néhány tízes pF kapacitású C_n kondenzátort, az alsó FET gate-elektrodájához közelében vitt szigetelt hozzájáról készíthetjük ki. A neutralizálás helyes mértékét minimális zajra állíthatjuk be.

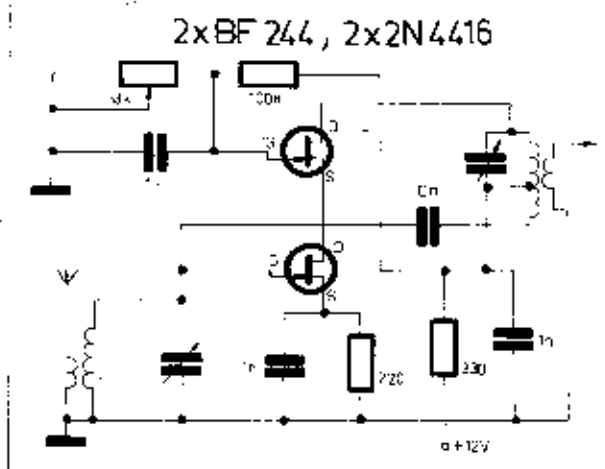
A készülék bemenő áramkörének védelme

A készülék bemenete az antennáról nagy amplitúdójú feszültségfluktuációkat kaphat, melyek lökési elektromos töltésektől származnak. A megengedettnél nagyobb terhelés érheti a bemenetet a közelben működő nagy teljesítményű rádióállomástól, leggyakrabban pedig az amatőrállomás saját adójától. A kiszájtó bipoláris tranzisztorok és a FET tranzisztorok is érzékenyek ilyen szempontból. A tranzisztor sokszor fokozatosan romlik le, majd teljesen használhatatlanná válik. Ha a készüléket nem használjuk, az antennát választjuk le a bemenetről és kössük össze a földeléssel, mert a villámcsapás tönkretetheti a készüléket. Az antennát akkor is le kell földelni, ha ilyen közben vihar közeledtet észleljük. A tranzisztorok káros hatásától két ellenkező polaritással párhuzamosan kapcsolt gyors kapcsoló dióda segítségével megvédhetjük a készülék bemenetét, a 6.6. ábra antennaköréhez hasonlóan. A védett MOS-FET tranzisztoroknál is ajánlatos autókészülék közelében ezt a védelmet is alkalmazni, mert a beépített Zener-diódák csak kis teljesítményt vihetnek el és főleg arra való, hogy beépítéskor védjék a felhasználót. Az 1N914 típusú gyorskapcsoló szilícium diódák megfelelnek a védelem céljára. A diódák beépítése előtt és után zajgenerátorral, vagy gyenge állomás vételénél ajánlatos

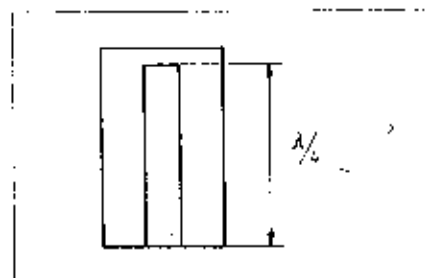
ellenőrizni, hogy a zajszint nem növekedett-e meg, az esetleg zajos diódt cseréljük ki másik példányra.

Röf szelektivitás

URH-vevőkészülékek előkörnyéinél a rövidhullámon alkalmazotthoz hasonló LC-körökkel (a velük elérhető alacsony körjóság miatt) sokszor nem lehet megfelelő szelektivitást elérni. Ezért URH-ra más típusú rezgőköröket fejlesztettek ki. A 6.6. ábra szerinti koaxiális negyedhullámú rezonátorral nagy körjóság érhető el, hirtéránya azonban, hogy nagy méretei miatt nehézkes az alkalmazása. Igen nagy körjóságot érhetünk el, ha a közepes vezetési sebességű alakúra köpezük ki. Ily módon lényegesen rövidebb méreteket kapunk. A méretek annyira lerövidülnek, hogy még rövidhullámon is alkalmazhatók. A 6.7. ábra egy ilyen negyedhullámú helix-rezonátor metszetét ábrázolja. A jelölések a 6.8. diagrammal vonatkoznak, melynek segítségével megközelítőleg méretezhetők. Ha a közepes spirál hosszát a rezonáns méretnél kissé rövidebbre vesszük, a nyitott végére kapcsolt kis kapacitású kondenzátorral hangolhatjuk a rezonátort. Túlságosan ne rövidítsünk, mert a körjóság leromlik. Két vagy több rezonátorból szűrőt is készíthetünk, nagyobb oldalméretűség előzésére. A esatlakozást a rezonátorhoz hurokkal, leegazítással vagy kapacitív úton létesíthetjük, az egyes re-



6.5. ábra. Kaszkád RF-erősítő JFET-tranzisztorokkal



6.6. ábra. Koaxiális rezonátor

6. URH-vevőkészülékek

Győző József okl. vill. mérnök HA 5 Dj

Ultrarövid hullámokon a háttérzaj szintje alacsonyabb mint rövidhullámon, ezért a jó jel/zaj viszonytal rendelkező vevőkészülékek érzékenysége jobban kihasználható.

Az URH-sávokon ritkán használnak komplett URH-ra készített vevőkészüléket, inkább kristályvezéreltű átkerítő egységet (konvertert), utána pedig hangolható KF-erősítőként rövidhullámú kommunikációs vevőt kapcsolnak.

A rövidhullámú gyakorlathoz hasonlóan, a különböző üzemmódoknál itt is különböző sávvezérléseket használnak. Táviróvitáknál 200...500 Hz, SSH-nál 2...3 kHz, AM-telefonához 5...6 kHz, FM-vételhez pedig 12...36 kHz a szokásos sávvezérlés.

Jel/zaj viszony

Különböző eredetű zajokról beszélhetünk. Az atmoszférikus, ún. légköri zaj és a galaktikus zaj természetes eredetűek. Vannak „ember által” keltett zajok, ilyenek az elektromos berendezések működésekor keletkező zavarok, a járműmotorok gyújtásának zaja. Vannak zajok, melyek magában a vevőkészülékben keletkeznek. A természetes eredetű zajokat nem tudjuk megszüntetni, az elektromos készülékek zaját keletkezési helyükön rendszerint el lehet hárítani. A vevőkészüléket úgy kell megtervezni, hogy a benne keletkező zajok szintje alacsonyabb legyen a kívülről jövő zajoknál. Ekkor a vehető jelek legkisebb szintjét a külső eredetű zajok határozzák meg. A frekvencia növekedésével a külső zajok mindinkább csökkennek, 100 MHz felett már olyan alacsony a szintjük, hogy mind nehezebb olyan vevőkészüléket készíteni, melynek sa-

ját zaja a kívülről jövő alatt lenne. Magasabb frekvenciákon azonban speciális kizsajjító esőveket és félvezetőket kell alkalmazni. A vevőkészülék saját zaja főképp a keverőfokozatban keletkezik. A rádiófrekvenciás előerősítő célja, hogy a vett jel szintjét a keverőfokozat zajszintje fölé emelje. A többi fokozat közül az első KF-erősítő zaja befolyásolhatja még a vevő saját zaját, a későbbi fokozatok zaja már rendszerint elhanyagolható. A RF-erősítést nem szabad túlzásba vinni, csak annyit szabad erősíteni, amennyi a jó jel/zaj viszony eléréséhez kell, mert túl nagy előerősítés esetén a keverő fokozat nem tudná a nagy jelzintet feloldozni és keresztmoduláció keletkezhet.

Stabilitás

Kizsajjító RF-erősítőt kizsajjító elektroncsővel vagy tranzisztorral építhetünk (pl. 6.1. ábra). A trióda a zaj szempontjából kedvezőbb tulajdonságokkal rendelkezik a többrácsos elektroncsőveknél, ezért az előfokozatban triódát alkalmazunk. A trióda rácsa és anódja nincs átvárcsólva egymástól, ezért RF-erősítőként használva begerjedne, kivéve, ha földelésű erősítőként használjuk. (Ugyanez áll a félvezetőkre is, ezek sem gerjednek földelt bázisú illetve földelt gate kapcsolásban.) Természetesen a bemenő és kimenő köröket jól kell elrendezni, nehogy egymásra hassanak.

A RF-erősítő fokozatot általában neutralizálni kell, még akkor is, ha a visszacsatolás mértéke kisebb, mint ami begerjedést okozna, sőt a gerjedékeny fokozat jel/zaj viszonya rosszabb, mint a jól neutralizált fokozat. A neutralizálást úgy valósítjuk meg, hogy a fokozat kimenetéről annyi energiát vezetünk vissza ellenkező fázisban

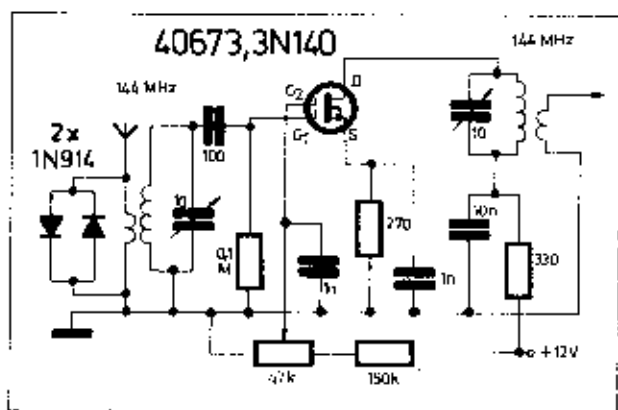
a bemenetre, amennyi a visszahatást közömbösíti. A 6.2. ábrán induktív, a 6.3. ábrán pedig kapacitív neutralizálásra láthatunk példát. A fokozat akkor van jól neutralizálva, ha a jel/zaj viszony a legjobb. Ezt zajgenerátorral ellenőrizhetjük.

Túlvezérlés, keresztmoduláció

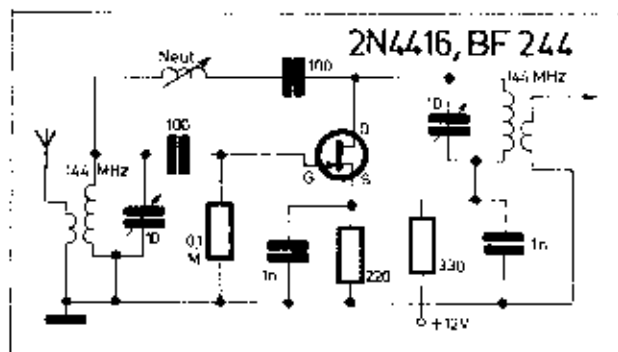
A túlvezérlés főképpen a keverőfokozatban lép fel, a RF-erősítő fokozatban csak ritkán. A keverőfokozat nem tudja feldolgozni, a már telterelített, egyébként is nagyszintű jelet. A vételi sávon kívüli erős jelek is okozhatnak keresztmodulációt. Ezeknek szintje több rezgőkör alkalmazásával lecsökkenthető. Ha közeli, nagy energiájú URH-állomás okoz keresztmodulációt, koaxiális vagy más típusú, nagy Q-jú rezgőkörrel szűrhetjük ki jeleit.

Külön RF-erősítők alkalmazása

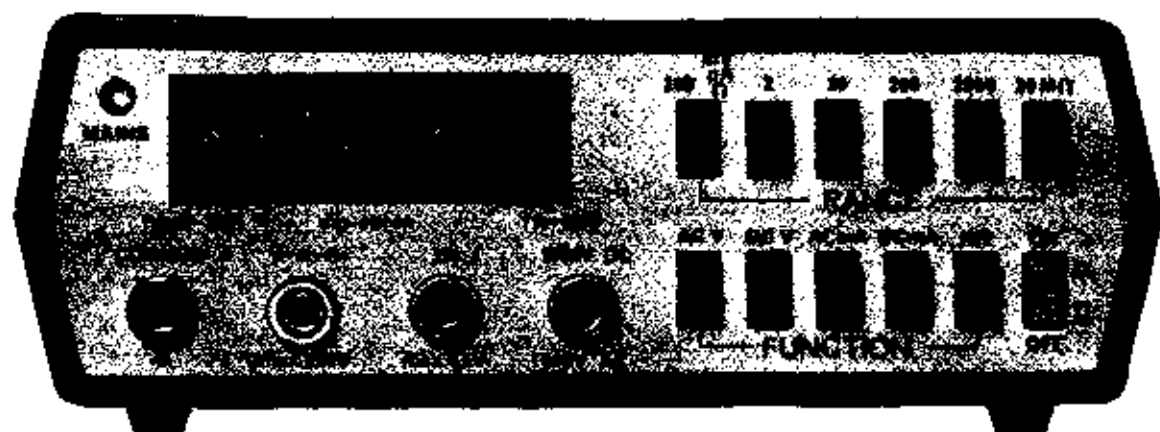
Amatőr körben levő régi vevőkészülékek zajviszonyait érdemes külön RF-előerősítővel feljavítani, ha egyébként megfelelő a stabilitásuk és közelszuktívitásuk. Ilyen RF-erősítők az előző és a 6.4., 6.5. ábrák kapcsolásai szerint építhetők. Ezek a kapcsolások elektroncsővel is megépíthetők. Az elektroncső rácsa a PNP gate-, ill. a bipoláris tranzisztor báziselektrodájának felel meg, ugyanígy a katód, source és emitter, valamint az anód drain és kollektor az egymásnak megfelelő elektrodák. A 6.1. ábrán RF-előerősítőt látunk két gate elektrodás MOS-FET-tel. Az erősítés a G_1 feszültségének szabályozásával változtatható. A G_2 felhasználható automatikus szintezabályozásra is. A 6.2. ábra induktív neutralizálású



6.1. ábra. RF-erősítő gate-elektrodás MOS-FET alkalmazásával



6.2. ábra. RF-erősítő JFET-tel, induktív neutralizálással



FŐBB MŰSZAKI ADATOK:

- Egyenfeszültség mérése: 100 μ V — 1200 V
- Mérési pontosság: $\pm 0,2\% \pm 2$ digit
- Bemeneti ellenállás: 10 Mohm (minden méréshatáron)
- Váltakozó feszültség mérése: 100 μ V — 600 V
- Mérési pontosság: $\pm 0,5\% \pm 2$ digit
- Frekvenciahatár: 20 Hz—50 kHz
- Egyenáram mérése: 200 μ A — 2 A
- Mérési pontosság: $\pm 0,2\% \pm 2$ digit
- Váltakozóáram mérése: 100 μ A—2 A
- Mérési pontosság: $\pm 0,5\% \pm 2$ digit
- Frekvenciahatár: 20 Hz—50 kHz
- Ellenállás mérése: 0,1 ohm—20 Mohm
- Mérési pontosság: $\pm 0,2\% \pm 2$ digit
- Működési hőmérséklet-tartomány: -5 — $+50$ °C
- Méret: 55 / 150 / 150 mm

Külön rendelhető tartozékok:

M-3001/ B árammérő előfét

20/30 Amp.-ig (AC—DC)

M-3001/ C nagyfeszültségű mérőfej

20/30 kV-ig (DC)

M-3001/ D nagyfrekvenciás mérőfej

20 kHz-től 30 MHz-ig

Részletes műszaki és kereskedelmi megbeszélésre keresse fel
vállalatunk

ELEKTRONIKUS OSZTÁLYÁT

Budapest VI., Bajcsy-Zsilinszky út 37. T.: 112-642



Műszer- és Irodagépértékesítő Vállalat

Budapest VI., Népköztársaság útja 2. Telefon: 117-090. Telex: 22-4736

Modern! Pontos! Kis méretű!

M 3001. típus.

DIGITÁLIS MULTIMÉTER

Pontosságánál fogva labor, üzemi és szerviz célokra egyaránt alkalmas, de kedvező ára amatőr célokra is elérhetővé teszi. Hálózatról és külső telepről egyaránt működtethető!

25 méréshatár, automatikus nullázással és polaritás kijelzéssel.

A legkorszerűbb CMOS integrált áramkörökkel felépített, nagy megbízhatóságú készülék.

Pár évvel ezelőtt, hasonló készülékek igen magas — 100 000 Ft-on jóval felüli ára szinte lehetetlenné tették még szakörök számára is, hogy megvásárolhassák. Ma már jóval megbízhatóbb műszerek egy kis spórolással még egyéni amatőröknek sem elérhetetlenek. Az itt ismertetett készülék 10 000 Ft körüli árával szintén az elérhető igen hasznos műszerek közé tartozik.

5.2. táblázat. A kétféle transzponált vezető tekercsedatai

Sáv	8,6 MHz	7 MHz	11 MHz	21 MHz	28 MHz
L_1 menetszám	60	50	30	25	25
$L_1; L_4$ $L_2; L_3$ induktívitas menetszám	8,5 μ H 34	5,2 μ H 13	2,8 μ H 13	1,7 μ H 9	0,9 μ H 5
$C_1; C_3$ $C_2; C_4$ kapacitás kapacitás	180 pF —	160 pF 25 pF	24 pF 20 pF	22 pF 15 pF	10 pF 15 pF
L_3 menetszám	45	25	15	10	10
L_1 L_2 induktívitas menetszám	7,3 μ H 30	4,7 μ H 13	2,8 μ H 10	1,6 μ H 11	1 μ H 10
L_4 menetszám	8	6	6	6	5
C_3 C_4 kapacitás kapacitás	180 pF —	160 pF 25 pF	24 pF 20 pF	22 pF 15 pF	10 pF 15 pF

készültek. A csatoló tekercsek egységesen 0,1 mm-es CuL5 huzalból vannak tekercselve. A tekercsedatokat az 5.2. táblázat tartalmazza.

A tekercs-csoportok ötösével egy-

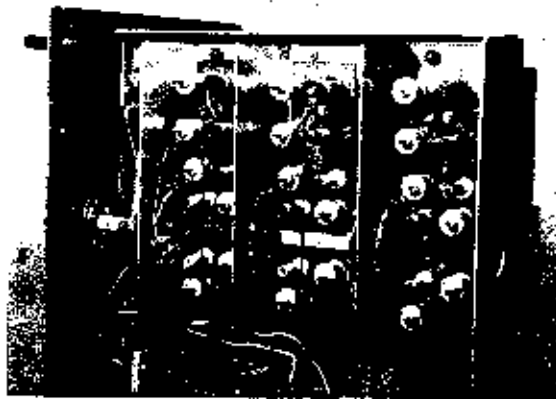
egy bakelit lemezesikra vannak rögzítve a finom behangolást előlő trimmerrel együtt. Ezt a bakelitlemezt két-két menetes távtartó rögzíti a derékszögben meghajlított 1,5 mm-es

alumínium lemezhez, amely lemez az árnyékoláson kívül a fokozatkapcsoló mechanika rögzítését is ellátja.

A 3×60 pF-os forgókapacitátor egy nagyobb kapacitású 3×330 pF-os Ducati forgóból készült úgy, hogy a felesleges lemezek el lettek távolítva. A 60 pF végkapacitásához 3 db forgó és 2 db álló lemez tartozik (5.53. ábra).

A készülék skálája egy, az előlapra csavarozott papírlapra van rajzolva tussal. A skálát egy 2 mm-es plexilap borítja. Ugyancsak plexiből készült a mutató is, középvonalában lekerekült vonallal, amely vonal (azért, hogy feltehető legyen) tussal van kitöltve. A skála osztásait az 5.53. ábra mutatja.

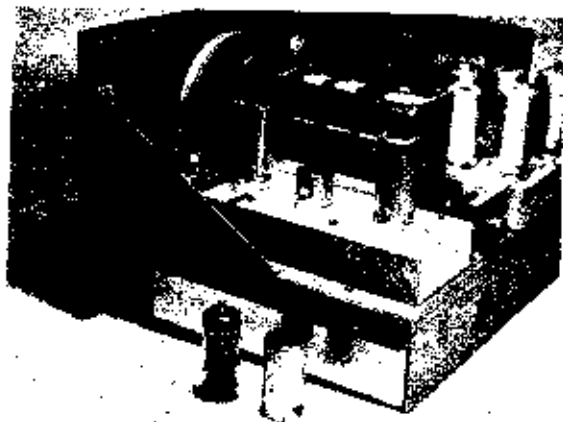
A készülék előlapjának fontosabb méretei az 5.53. ábrán láthatók. Az előlap és a panel 2 mm-es félkemény alumínium lemezből készült. A panel magassága 60 mm. Az egész készülék egy 240 mm mély alumínium lemezből hajlított dobozban foglal helyet, amelynek alja és teteje perforálva van a jobb hűtés érdekében.



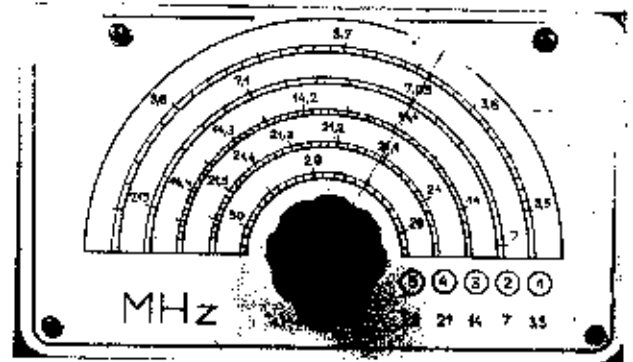
5.49. ábra. A tekercsszerelvények az árnyékolás elválasztása után. A tárcsás kapcsolók fogató lemeze a panel belső mértékén kékül látható



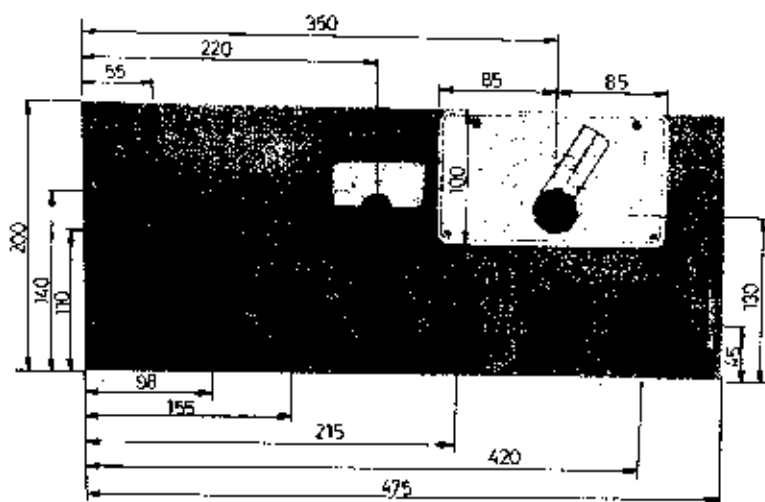
5.50. ábra. Az egyes fokozatok tekercsszerelvényei a készülékből kikapcsolva. Két csavar és néhány forrasztás oldala után ezek a szerelvények kivethetők a készülékből



5.51. ábra. Az árnyékolástól megfosztott forgókapacitás a rádiófrekvenciás egység felől nézve. A 3×60 pF-hoz kevés lemezes kapacitás



5.52. ábra. A skála közeli. Jól látható az egyes sávok mélytűsítései. Az amplitűdsávok közel 180° -os mutató-elfordulásnál foghatók át

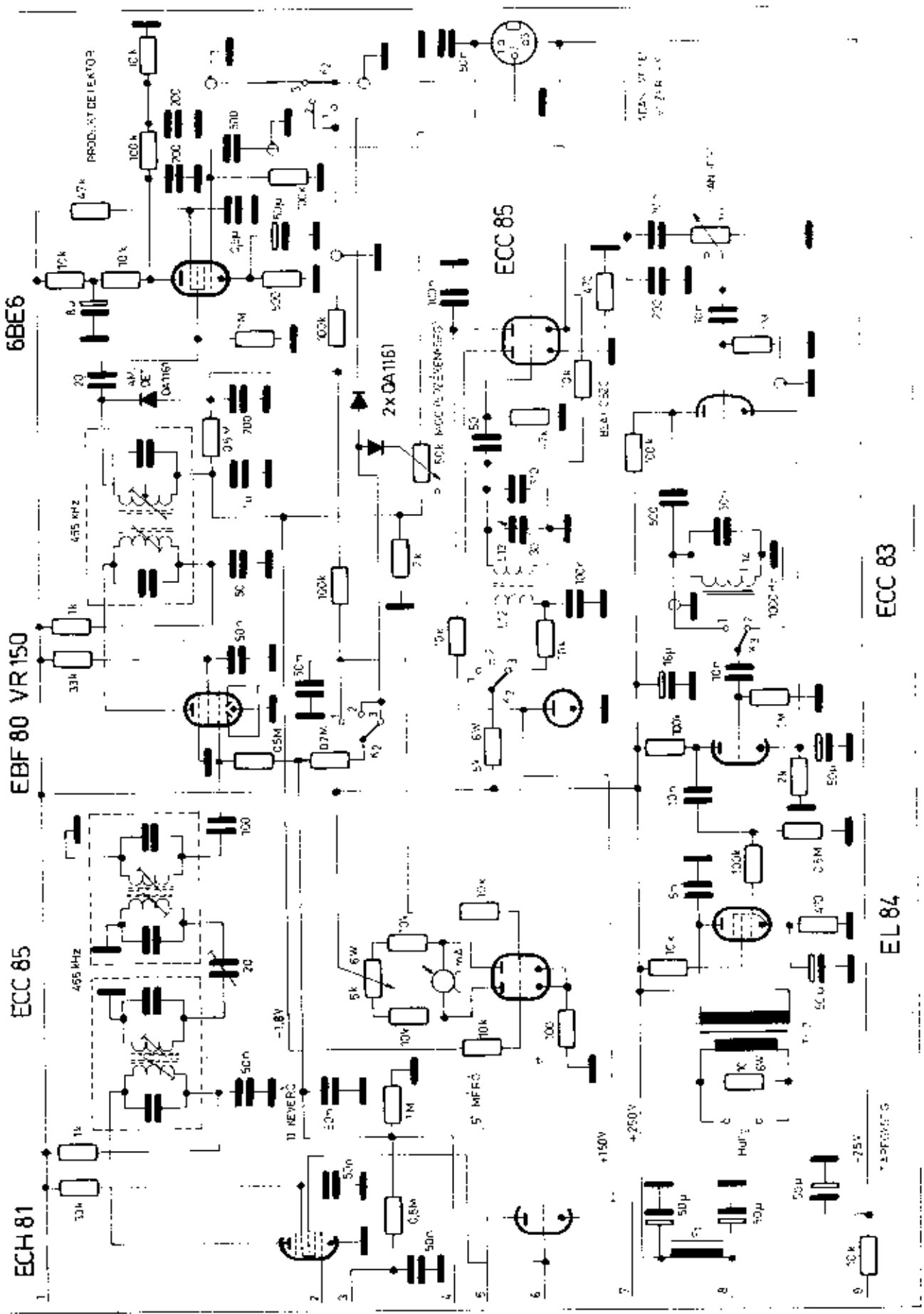


5.53. ábra. A kétszeres transzponált vesztéskészleték előlapjának fontosabb méretei

mert alsó felületük is elektromosan zárttá válik.

Az előerősítő, keverő és oszcillátor fokozatok rezgőköröi a panel alatt vannak elhelyezve úgy, hogy a forgókapacitáshoz és az elektroncsövekhez a lehető legközelebbi vezetőkkel csatlakozhassunk. A tekercsszerelvények a panel alatt árnyékolva vannak elhelyezve (5.48. ábra). Az egyes fokozatok tekercsei önálló mechanikus egységet képeznek (5.49. ábra), amelyek két csavar oldásával és a hullámváltó tárcsákból kihúzott fogató lemez eltávolításával a készülékből kiemelhetők (5.50. ábra.) A 3,5 és a 7 MHz-es tekercsek 6 mm-es Niferit N 20 típusú menetes vasmmaggal vannak ellátva. A tekercstegek külső átmérője 8 mm. A 14, 21 és 28 MHz-es sávok tekercsei 6 mm külső átmérőjűek és 4 mm-es N 20-es vasmmag van bennük.

A 3,5; 7 és 14 MHz-es sávok rezgőköri tekercseinél huzalát $10 \times 0,06$ mm-es litzo-huzal, míg a két felső sáv tekercsei 0,25 mm-es CuLS huzalból



6BE6

EBF 80 VR 150

ECC 85

ECC 81

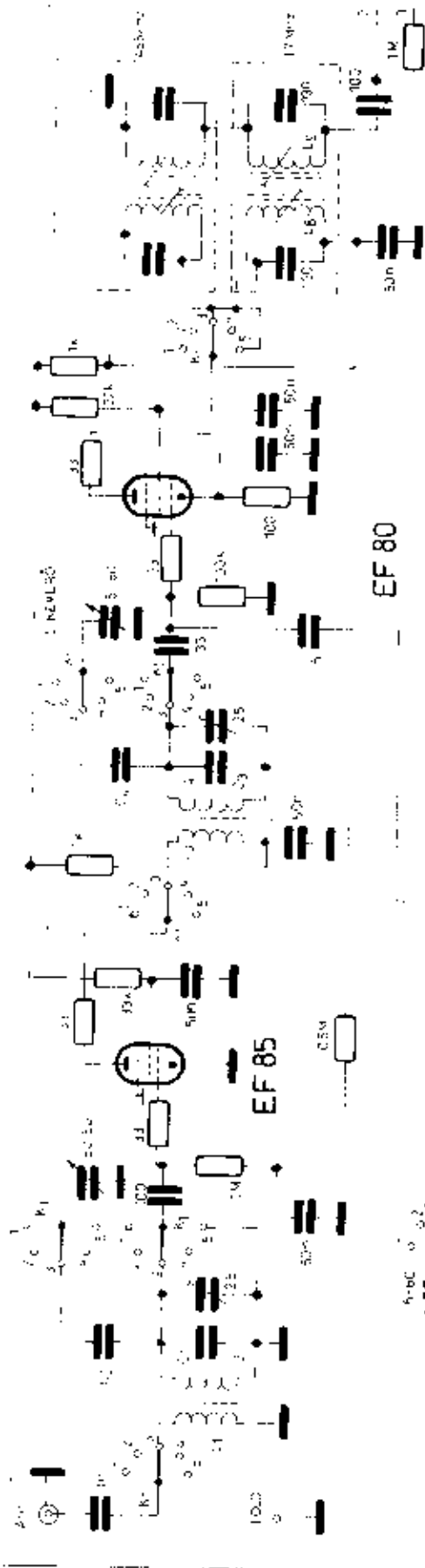
ECC 85

ECC 83

78 17 E

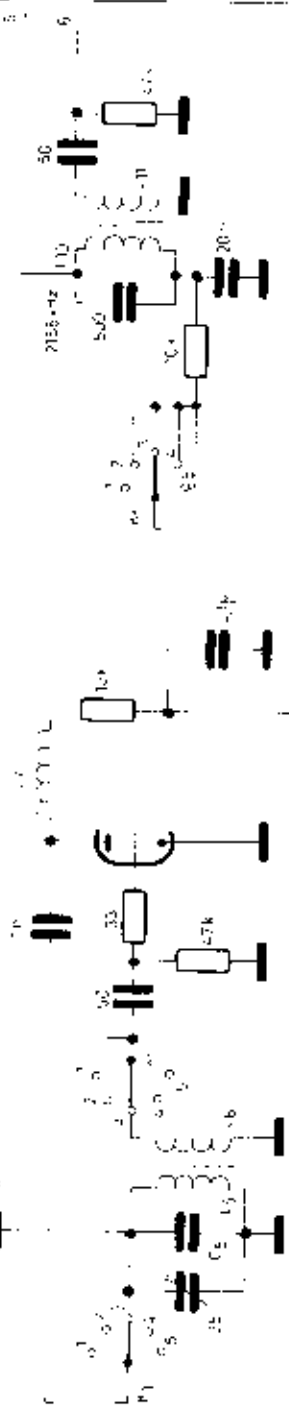
5 APPROX.

F.ÓRÁRSÍTÓ



1.000V

0.002V



F.ÓRÁRSÍTÓ ÁLLÁSÁI

K1

- 1 35 MHz-es szűrő
- 2 7 MHz-es szűrő
- 3 14 MHz-es szűrő
- 4 21 MHz-es szűrő
- 5 28 MHz-es szűrő

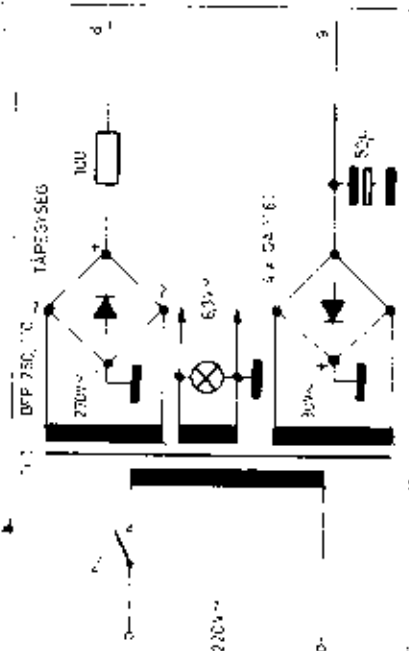
K2

- 1 0,01V VÉTEL ÁLLÁS
- 2 0,01V VÉTEL ÁLLÁS
- 3 0,01V VÉTEL ÁLLÁS

K3

- 1 1000 Hz-es szűrő G1
- 2 1000 Hz-es szűrő G2

1/2 ECC 85



5. tábla. Tábla. 4. ábrájához kapcsolódó rajzok

1,7 MHz-es első KF léteben nincs erősítő fokozat, a sávszűrő közvetlenül a II. keverő részére csatlakozik. Az ezen a helyen levő 455 kHz-es és 1,7 MHz-es sávszűrők szekunder körei egymással sorba vannak kapcsolva és így a különböző frekvenciák miatt átkapcsolásuk nem szükséges.

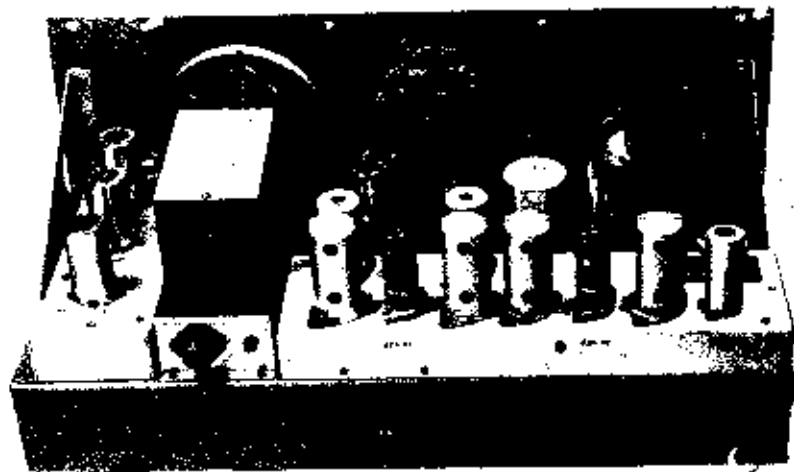
A második keverőfokozatot és oszcillátort egy ECH 81 alkotja, amelynek trióda része a 3,5 MHz-es sáv vételkor nem kap anódfeszültséget és így a heptóda-rész ilyenkor mint 455 kHz-es erősítő működik. A többi sávokon az oszcillátor üzemben van és az ECH 81 1,7 MHz-ről 455 kHz-re transzponál (kever). A második oszcillátor frekvenciája 2155 kHz, amely kvarekristály hűtőnyitban LC-meghívóval van előállítva. Ennek az oszcillátornak a frekvenciastabilitása is nagyon lényeges, de a relatív alacsony frekvencia miatt a szükséges stabilitás könnyen biztosítható.

A második keverő (ECH 81) anódja és a következő EBF 80-as KF erősítő része között egy négykörös sávszűrő foglal helyet. Ez a szűrő határozza meg gyakorlatilag a készülék közel-azelőlelés tulajdonságait. A négykörös sávszűrő két darab kétkörös Philips Ferraxcube sávszűrőből áll. A két db kétkörös sávszűrő megfelelő meghívókörei felső kapacitív csatlakozásban vannak egymással.

Az EBF 80-as KF-erősítő csőnek csak a pentóda része van kihasználva; dióda a katóddal vannak összekötve. Ennek a csőnek az anódkörében szintén Philips Ferraxcube kétkörös sávszűrő van, amelynek szekunder körét táplálja mind a dióda AM-demodulátor, mind a CW és SSB-vételre szolgáló produkt-detektor fokozatot. Az AM-demodulátor kimenetén megjelenő – a vett állomás erősségével arányos – egyenfeszültség az „S”-mérő meghajtásán kívül egyben az automatikus érzékenységszabályozó részelfeszültséget (AGC) is szolgáltatja az erősítő csövek felé. Az „S”-mérő egy hálkapcsolású kettősdióda (ECC 85), csövőlémérő kapcsolásában.

A produkt-detektor egy 6 BF 6 típusú keverőcső, amely szabályos keverőkácsolásban van alkalmazva. A beat-oszcillátor (távíró-oszcillátor) jelet az első részre kapja, míg a vett állomás középfrekvenciás jele a harmadik (keverő) részre kerül. A cső anódjában hangfrekvenciás jelenik meg. Az anódon fellépő KF frekvenciájú komponenseket az RC-szűrő nem engedi a hangfrekvenciás fokozatok felé továbbjutni.

A beat-oszcillátor egy ECC 85-ös cső egyik fele, a megszoletott kapcsolásban. Középső frekvenciája 455 kHz. A 30 pF-os kisnévű forgókondenzátorral – amelynek tengelye az előlapra ki van vezetve – kb. ± 4 kHz határok között hangolható. A hangolhatóságra elsősorban az SSB-vétel miatt van szükség, mert a beat-frekvencia helyzetének megváltoztatásával lehet első vagy felső oldalsávot választani. Az ECC 85-ös cső másik fele hevílasztó katód-követőként van alkalmazva. Ez a fo-



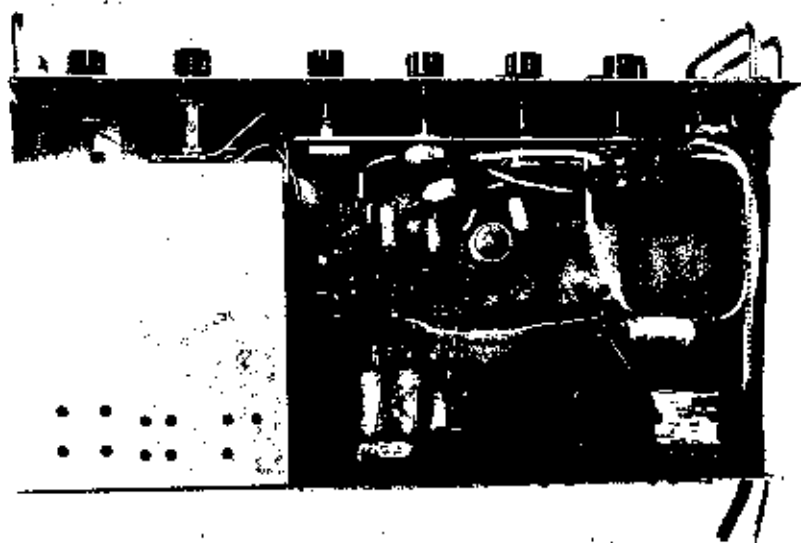
5.47. ábra. A kétszer transzponált cső belső felépítése. A rádiófrekvenciás (bal oldalt) és a középfrekvenciás fokozatok (jobb oldalt) üzemeltető mechanikus egységet képeznek. Az áramfokolt forgókondenzátor előtt az autotranszformátor, a panel jobb sarkánál az adás-vétel vezérlés csatlakozója látható.

kozat megakadályozza azt, hogy a produkt-detektor felől érkező középfrekvenciás jel nagy szinteknél elhúzza a beat-oszcillátor frekvenciáját és így táviróvételeknél csipogást, SSB-vételnél pedig torzulást okozzon.

A hangfrekvenciás fokozatban két elektroncső van: ECC 83 és EL 84. A nagy teljesítményű végerősítő hangszóróvitelt is lehetővé tesz. A kétfokozatú hangfrekvenciás előerősítőre csak az 1000 Hz-es távirószűrő bekapcsolásakor van szükség, mert ennek a szűrő-

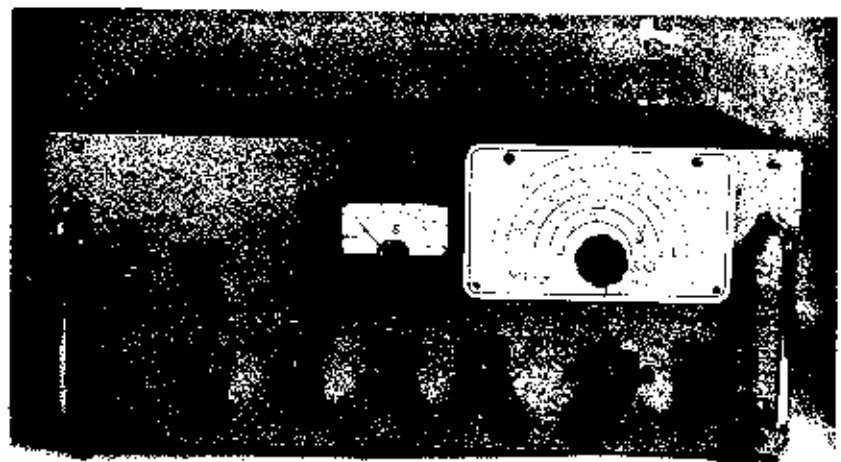
nek az alapszabályozása nagy. Szűrő nélküli üzemben az ECC 83-nak csak az egyik fele van kihasználva. Az 1000 Hz-es szűrő az előlapon ki-, illetve bekapcsolható.

A készülék belső felépítése az 5.17. ábrán látható. Az elektroncsöves készülékeknel szokásos vízszintes panelen vannak elhelyezve az üzemeltető egységet képező „rádiófrekvenciás” és „középfrekvenciás” egységek. A nagy panelra való riaszvarozással ezek árnyciklusa automatikusan megoldódik.



5.18. ábra. A készülék panel alatti szerelése. Az előlapon levő szabályozó elemek (potenciométerek, AGC, MGC átkapcsoló és a BEAT forgókondenzátora) egy közös tartószeletre vannak rögzítve. A tekercsvezetések az áramfokolt doboz alatt vannak elhelyezve.

Kétszer transzponált RH sávvevő



dr. Hetényi László okl. vill. mérnök
HA 5 BK

Műszaki adatok

Bemenő impedancia:	határozatlan
Érzékenység AM-vétel esetén 20 dB jel/zaj viszony mellett:	1,5 µV
Érzékenység CW és SSB-vétel esetén 20 dB jel/zaj viszony mellett:	0,8 µV
Sávzsűréség 0 dB állapításnál:	5 kHz
Sávzsűréség - 30 dB állapításnál:	8 kHz
Túlfesz. elkticitás:	
3,5 MHz-en	-40 dB
7 és 14 MHz-en	-50 dB
21 és 28 MHz-en	-40 dB
Frekvencia-eltolás:	
3,5 és 7 MHz-en	-100 Hz/óra
14 MHz-en	-150 Hz/óra
21 és 28 MHz-en	-250 Hz/óra
Belsőlegesen db:	30 perc
Állóhosszú sávzsűréség:	150 Hz/... 6 dB
Kiváltó teljesítmény:	2 W
Hődissz. teljesítményfelvétel:	55 W

Az alábbiakban egy rövidhullámú vevőkészülék ismertetését és építési leírását adjuk olvasóinknak. Ez a készülék hagyományos felépítésű és elektroncsövekkel van kivitelezve.

A vevőkészülék egy kétszer transzponált szupervevő, kizárólag az amatőrsávok vételére. Tömbvázlatát az 5.45. ábra mutatja. A készülék az öt rövidhullámú amatőrsávot veszi, mindegyiket a skálán teljes mértékben szűrnéjítva. A 3,5 MHz-es sávban a készülék egyszer transzponált, 455 kHz-es középhajl. (közé)vevővel, míg a 7, 14, 21 és 28 MHz-es sávokban kétszer transzponált rendszerű, 1,7 MHz-es első KF-szűrőkkel.

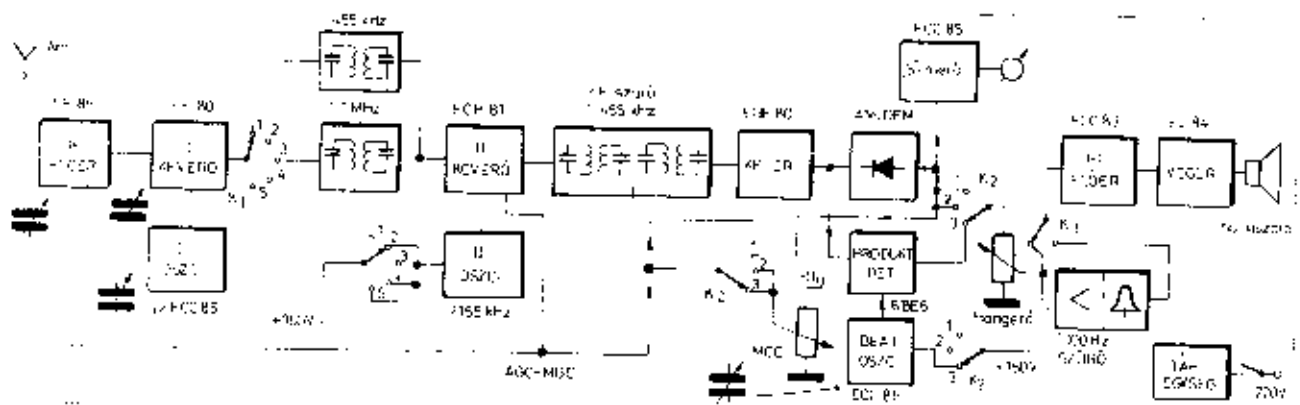
A második KF-lánc végén a diódás AM-demodulátoron kívül produkt-detektor is beépítésre került a CW és SSB-jelek vételére. Az „S”-mérő az AM-demodulátorra csatlakozik és a vételi állomás jelszintjét indikálja. Az érzékenységszabályozás AM-jelek vételénél automatikus (AGC) és kézi szabályozásra (MCC) átkapcsolható, míg táviró- és SSB-jelek csak MCC állásban vehetők. A produkt-detektorra csatlakozó „beat”-oszillátor (táviró-oszillátor) néhány kHz határok között hangolható. Táviróvétel céljára a

hangfrekvenciás fokozatban 1000 Hz-re hangolt hangfrekvenciás szűrő van beépítve (kikapcsolhatóan).

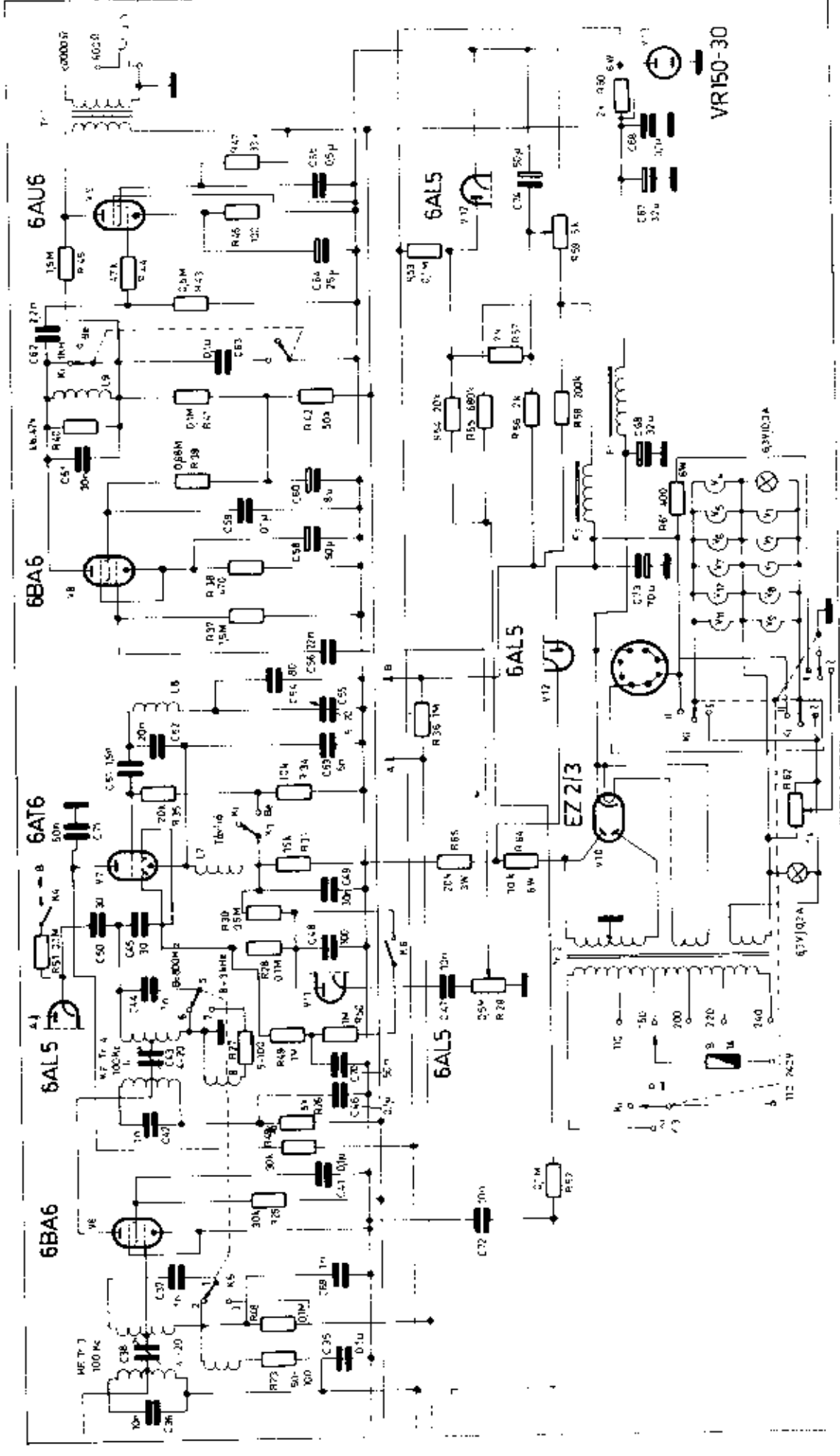
A készülék kapcsolási rajzát az 5.46. ábra mutatja. A rajzon a nagyfrekvenciás lokeresekből csak egy sáv van berajzolva. Az antenna az EF 85-ös csővel felépített nagyfrekvenciás előerősítő részoldali rezgőkörre csatlakozik. Ez a részben szabályozott fokozat anélküli zárlatkörrel hajtja meg az első keverőcsövet. Az első keverő egy EF 80 elektroncső, additív kapcsolásban. Ezen a helyen a pentóda vagy trióda előnyösebb a heptódnál (pl. ECH 81), mert saját zaja lényegesen kisebb.

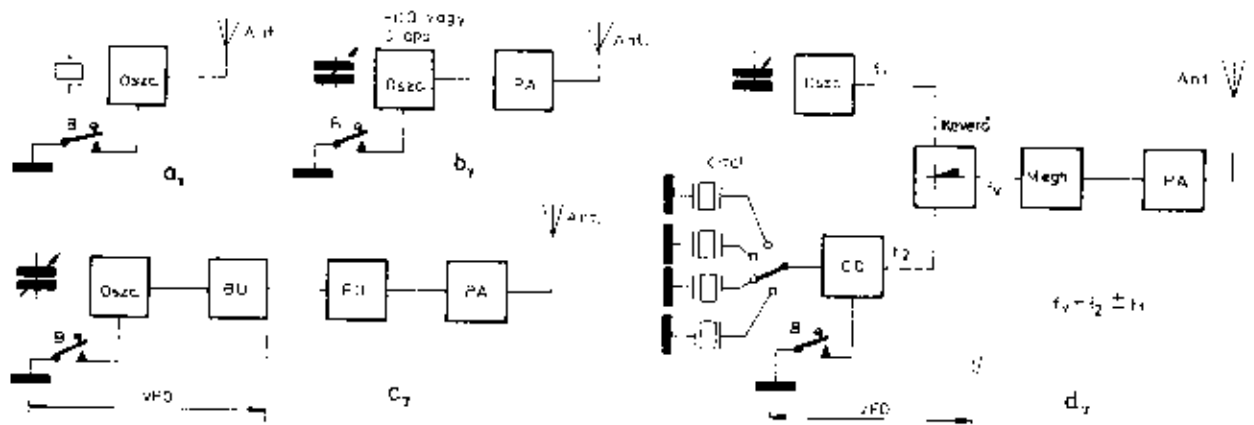
Az oszcillátor egy ECC 85 egyik fele, rácskörü visszaasztatolási kapcsolásban. A kedvezőbb frekvencia-stabilitás érdekében a keverőcsövet a visszaasztatoló teleres látja el lokál jellel. A készülék hangolása a nagyfrekvenciás bemenőkörökkel és ezen első oszcillátorral történik. Hangolásra egy húrnasmárforgó szolgál, amelynek szektoronkénti végkapacitása 60 pF.

A Reverő anódkör a 3,5 MHz-es (80 méteres) sáv vételéhez egy 455 kHz-es, a többi sáv vételéhez pedig 1,7 MHz-es sávszűrőre csatlakozik. Az

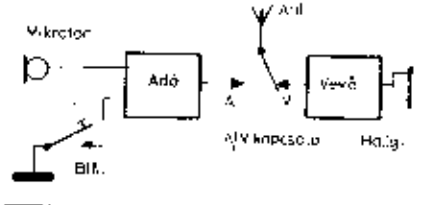


5.45. ábra. A készülék tömbvázlata



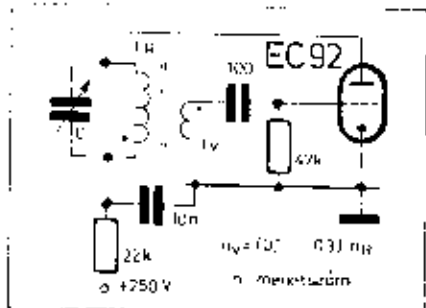


7.3. ábra. Tíziros üzemi (CW-) adók különböző elrendezése. Egyfokozatú kristályszűrővel adó (a); kétfokozatú RCU-PA adó hangfogható oszcillátorral (b); Négyfokozatú adó frekvenciakétszerező fokozattal (c); és keverő rendszerű VFO-val működő tízirosú (d)



7.4. ábra. Amatőr adóállomás különálló adó- és vevőkészülékkel

A kapcsolás jellemzője a rácskori visszacsatoló tekercs. A minden oszcillátor-kapcsolásban megtalálható rácskori esatoló kondenzátor (100 pF) és rácsvezető ellenállás (47 kohm) a csőnek C-osztályú munkapontot biztosítanak azért, hogy a diódot alkotó rács-katódi elektródák egyenirányítják a rácsra kerülő nagyfrekvenciás jelet. A rácsáram (I_r) a rácsvezető ellenálláson a katódhoz képest negatív feszültséget hoz létre a rács-elektrodán, amely negatív előfeszültség növekvő jellemzője az is, hogy a esatoló tekercsnek úgy kell a cső anódjához kapcsolni, hogy az anódon található jel fázisa 180° -kal eltolódjon a rácsra található jel fázisához képest (ellenfázisú állapot). Ez a fázisfordítás azért szükséges, mert az elektródos és az adott kapcsolatban 180° -os fázisfordítást

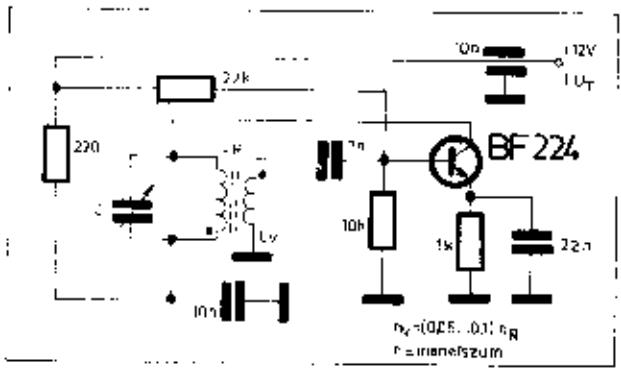


7.5. ábra. Meissner-féle oszcillátor-kapcsolás. Jellemzője az anódkörben elhelyezett párhuzamos rezgőkör

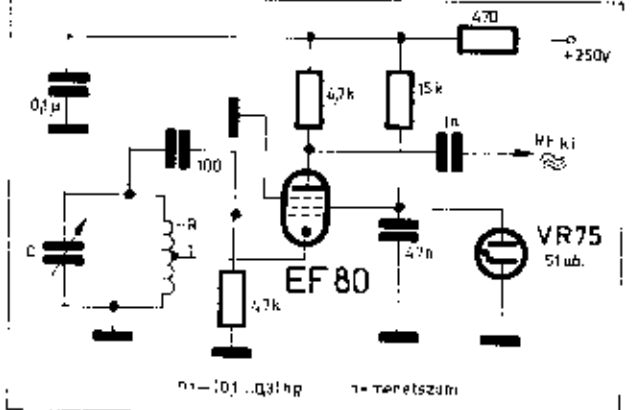
elrendezésben különálló vevőkészülék és független adókészülék található. Az antenna mind vétel, mind adás alatt felhasználható nyer az antenna-átkapcsolóm keresztül. Természetesen lehet alkalmazni két különálló antennát is, de a vevő épségének védelme érdekében akkor is szükséges a vevőről lekapcsolni a saját antennáját adás alatt.

Oszcillátorok

Triódával kivitelezett Meissner-kapcsolású oszcillátort mutat a 7.6.



7.6. ábra. Meissner-kapcsolású oszcillátor n-p-n-transziszttal



7.7. ábra. Elektroncsöves RCU-kapcsolású oszcillátor. A visszacsatolás a cső katódjáról történik

7. Rövidhullámú adókészülékek

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5BK

A „drótnélküli telegrafálás” hőskorában a csillapított nagyfrekvenciás jeleket szikrainduktorral, szikraközzel és soros rezgőkörrel hozták létre (7.1. ábra). A szikrainduktor 20 - 50 Hz-cel ismétlődő periodicitású 50... 100 kV-os feszültségcsúcsokat hozott létre, amely feszültség feltöltötte a soros rezgőkör kondenzátorát (C), és miután a feszültség elérte a szikraköz áttételi feszültségét, szikra keletkezett. A kondenzátorban felhalmozódott töltés a szikraközön kialakult elektronos iv nagyon kis belső ellenállásán keresztül bekerült a párhuzamos kapcsolásúvá váló rezgőkörbe. Itt az iv fennállásáig (a rezgőkör által meghatározott frekvenciával) csillapodó amplitúdójú nagyfrekvenciás jel keletkezett, amely az antennán keresztül kisugározható volt.

A relatív ritka periodicitással megjelenő és csillapodó nagyfrekvenciás jelcsomagok nagyon nagy sávzsélességet foglaltak el az akkor még egyáltalán nem zsúfolt sávokban. Az adóállomások számának növekedésével egyre inkább előtérbe került az üzemi frekvencia adott helyre való rögzítése és az elfoglalt sávzsélesség minél kisebb értékre való lecsökkentése. Így ugyanis több adó- és vevőállomás is dolgozhatott egyidejűleg egy adott sávban.

Az 1910-es évek elején megjelentek az *éneklő ivfény* elvén működő nagyfrekvenciás adókészülékek, amelyek már csillapítatlan nagyfrekvenciás jeleket voltak képesek előállítani (7.2. ábra). Egy egyenáramú fűmelektrodás felámpa elektronos ivének *belső ellenállása negatív értékből, azaz mint ellenállás nem csillapít.*

Az iv negatív belső ellenállását behelyezve a rezgőkörbe, a rezgőkörön

a jól ismert Thomson-képlettel számítható folyamatos nagyfrekvenciás jel fog megjelenni, amely az antennára vezethető. Az elektronos iv bizonytalansága miatt azonban a jel frekvenciája és amplitúdója ingadozik. Az elektronos ivfény által létrehozott és folyamatosan jelenlevő *negatív ellenállás* volt az alapja ezen adókészülékeknek és a negatív ellenállás az, ami jellemző paramétere minden jelenkori oszcillátor-kapcsolásnak is.

Az 1910-es években létrehozott trióda típusú elektroncső tette lehetővé azt, hogy stabil frekvenciájú és állandó amplitúdójú nagyfrekvenciás jeleket lehessen létrehozni elcsináló táviró, majd főnem adóállomások számára.

Az elektroncsöves adókészülékek elvi felépítését mutatja a 7.3. ábra. A legegyszerűbb adó csak egyetlen oszcillátor fokozatból, úgynevezett „teljesítmény-oszcillátor” fokozatból áll, amelynek kimenő teljesítménye közvetlenül hajtja meg az antennát. Mivel az antenna frekvenciaelhúzó hatása itt jelentős, ezért a szükséges frekvencia-stabilitás biztosítása csak kristályvezérléssel lehetséges, vagy esetleg a relatív alacsony frekvenciás 80 méteres sávban öngörjesztésű Clapp, vagy ECO-oszcillátorok is alkalmazhatók.

A frekvencia-stabilitás biztosítása céljából, valamint az elérendő nagyobb kimenő teljesítmény érdekében az amatőr adókészülékek rendszerint több fokozatúak. A hangolható oszcillátort az antennáig egy vagy több fokozat követi.

Az *elválasztó fokozat* rendszerint egy A-osztályú erősítő (erősítő, vagy katódkövető), amely azt a célt szolgálja, hogy a következő fokozat hangoló

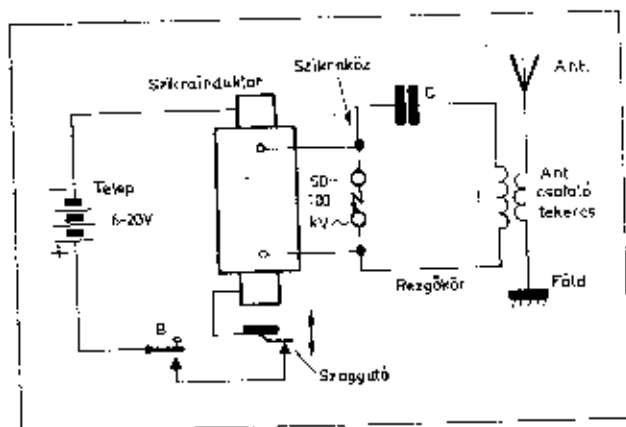
címei ne húzzák el az oszcillátor beállított frekvenciáját. Az elválasztó fokozat közvetlenül táplálhatja az adó *végerősítő* (teljesítmény-erősítő) fokozatát, vagy egy közbeiktatott *frekvencia-sokszorozó* fokozatot.

Az adóknál a frekvencia-sokszorozóra azért van szükség, mert az oszcillátort célszerű egy aránylag alacsony frekvencián működtetni. Az oszcillátor-fokozat annál nagyobb relatív frekvencia-stabilitással bír, minél alacsonyabb az általa előállított jel rezgésszáma. A szokásos oszcillátor-frekvenciák 1,75 MHz és 3,5 MHz. A magasabb frekvenciájú 7...28 MHz-es sávokban való üzem esetén ezt az alapfrekvenciát kellő számú frekvencia-sokszorozó fokozat alkalmazásával lehet elérni.

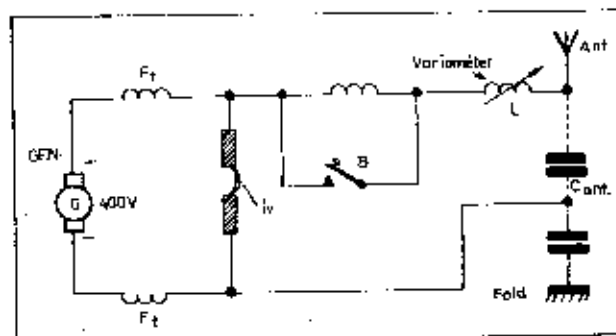
Vannak olyan adókészülékek is, amelyeknél az adó végfrekvenciáját nem sokszorozással, hanem koveréssel (transzponálással) érik el. Ezeknél az adóknál a VFO megjelölés (VFO Variable Frequency Oscillator) több fokozatot takar. A transzponáló rendszerű VFO kapcsolásokban az egyik oszcillátor hangolható és rendszerint ez az alacsonyabb frekvenciájú, míg a másik oszcillátor kristályvezérlésű a stabilitás fokozása érdekében.

A *végerősítő fokozat* feladata a szükséges nagyfrekvenciás kimenő teljesítmény előállítás. Erre a célra nagyteljesítményű elektroncsöveket alkalmaznak 10...100 W anóddisszipációval, illetve nagyteljesítményű és nagyfrekvenciás tranzisztorok is szerepelhetnek a korszerű készülékekben.

A teljes amatőr adóállomás felépítését erősen leegyszerűsítve mutatja a 7.4. ábra. Az ábra CW-és RSB-üzem módra alkalmas állomásin klasszikus



7.1. ábra. Szikrainduktori adó kapcsolása az 1910-es évekből. A csillapított rezgések következtében széles frekvenciasávban kisugározott



7.2. ábra Csillapítatlan rezgéseket előállító ivfény-generátoros táviróadói kapcsolás az 1910-es évek végéről. A billentyűcs a frekvencia eltolásával (FSK) történik

TELEFONTECHNIKAI MÉRŐBŐRÖND



Ez a mérőbőrönd a 200...6000 Hz frekvenciatartományban működő telefontechnikai berendezések üzemeltetésénél alkalmazható szintmérések, erősítésmérések, impedanciamérések állapítás és hibacsillapításmérések végzésére.

Kis mérete, csekély súlya, valamint a telepes táplálás különösen alkalmassá teszi külső mérésekre.

Táplálása hálózatról vagy 7 db 1,5 V-os botelemmel történhet.

Mérete: 330 x 260 x 210 mm

Súlya: 10 kg

Gyártja:

TELMES MŰSZERIPARI SZÖVETKEZET

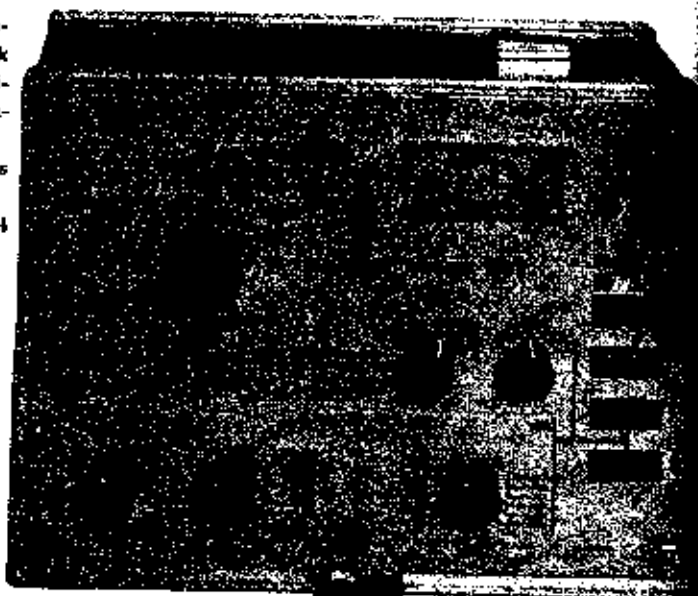
1181 Budapest Marx utca 12.

Telefon: 272-824

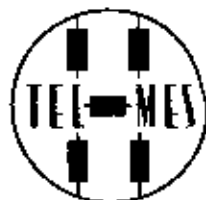
Ker. oszt.: 274-851

Forgalomba hozza:

MIGÉRT 1392 Budapest Pf. 295 Telefon: 117-090



SZIGETELÉSI ELLENÁLLÁSMÉRŐ



Telepes táplálású kis méretű és súlyú készülék, melynek segítségével a távközlőkábelek szigetelési ellenállása mérhető.

Ellenállásmérés tartománya:

50 kohm...100 Gohm

Mérési pontossága:

100 Mohm alatt 5%

100 Mohm felett 10%

Mérőfeszültség (beépített konverterből)

a TR 2210 típusnál 500 V

a TR 2210;D típusnál 100 V

Táplálás: 2 db 4,5 V laposelem

Mérete: 170 x 130 x 100 mm

Súlya: kb. 2 kg

Gyártja:

TELMES MŰSZERIPARI SZÖVETKEZET

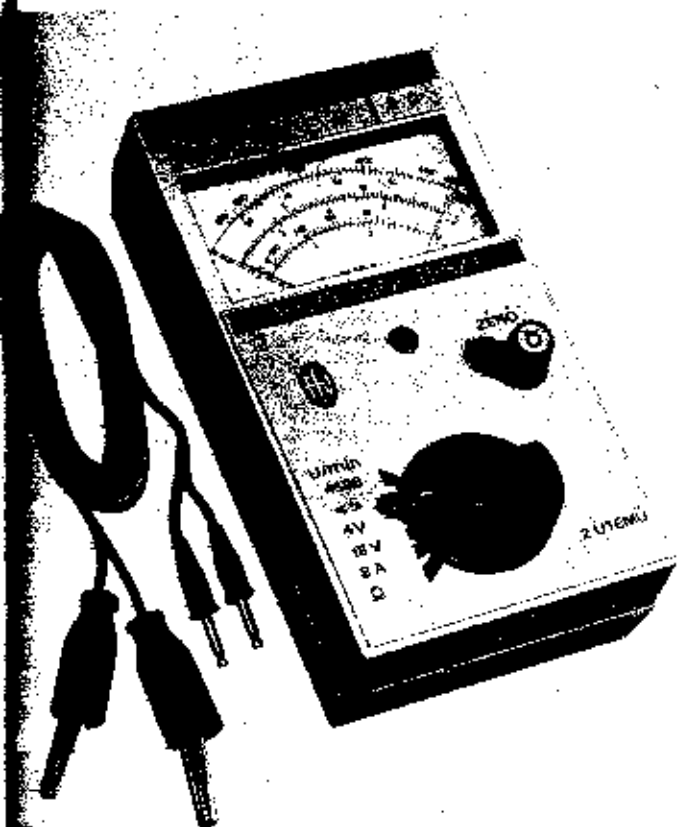
Budapest XVIII., Marx utca 12.

Telefon: 274-851

Forgalomba hozza: MIGÉRT

1392 Budapest Pf. 295

Telefon: 117-090



Gépjármű-motorjának és villamos hálózatának ellenőrzésére, beállítására és javítására használható univerzális kéziműszer. Fordulatszámot, relatív zárószöget, feszültséget, áramot és ellenállást mér. Fordulatszám- és zárószögmérő része csak negatív testelésű gépjárművekhez használható!

Két változat készül:

„A” — Négyütemű

„B” — Kétütemű

négyhengeres motorokhoz.

Az „A” változat négyütemű 2 hengeres autókhoz is alkalmas. Fordulatszám-mérő:

a vizsgálatok, beállítások során gyakran szükséges fordulatszám-beállítást teszi lehetővé. Pl.: porlasztóbeállításnál alapjárat fordulatszám.

Zárószögmérő rész:

feleslegessé teszi a megszakító hezagmérővel történő beállítást, mely nehézkes, pontatlan, és nem veszi figyelembe a kopások okozta változásokat. Holott a motor optimális működéséhez a pontos zárási szöge betartása alapvető követelmény!

Feszültség- és árammérő rész:

megbízható képet kapunk a gépjármű villamos hálózatáról. Pl.: töltőáram, feszültség szabályozó működése, akkumulátor cellafeszültsége stb.

Ellenállásmérő rész:

igen komoly segítséget nyújt kábelzáratok, átmeneti ellenállások megállapításánál.

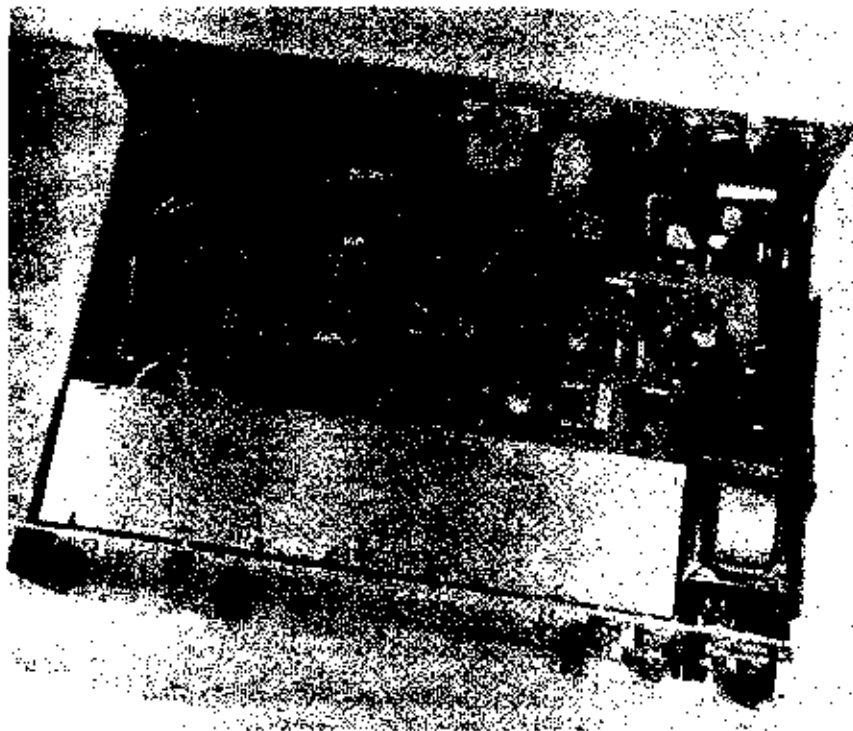
GYÁRTJA:

**FŐVÁROSI FINOMMECHANIKAI VÁLLALAT
VII. NAGYDIÓFA UTCA 14. TELEFON: 421-760**



**autó
«mini
teszt»**





6.35. ábra. A készülék belső felépítése

6.2. táblázat

Tekercs	Induktivitása (μH)	Menetszám	Huzal	Tekercs-Átmérő (mm)	Vastagság	Levegőtér
L ₁	0,1	5	1 CuAg	10	—	—
L ₂	0,1	5	1 CuAg	10	—	1. menet
L ₃	0,07	4	1 CuAg	10	—	—
L ₄	0,05	3	1 CuAg	10	—	—
L ₅	0,1	5	1 CuAg	10	—	2. menet
L ₆	250	180	0,1 CuZn	4	—	méhsajt
L ₇	0,9	8	0,8 CuAg	10	—	3. menet
L ₈	0,9	8	0,8 CuAg	10	—	—
L ₉	1,2	11	0,8 CuAg	10	—	—
L ₁₀	0,9	8	0,8 CuAg	10	—	—
L ₁₁	0,9	8	0,8 CuAg	10	—	—
L ₁₂	250	180	0,1 CuZn	4	—	méhsajt
L ₁₃	2	24	0,3 CuZ	5	4 × 12	—
L ₁₄	0,5	6	0,3 CuZ	5	4 × 12	—
L ₁₅	0,05	11	0,6 CuZ	8	6 × 12	5. menet
L ₁₆	0,05	11	0,6 CuZ	8	6 × 12	3. menet
L ₁₇	11	4	0,15 CuZ	—	4 × 12	toroldó
L ₁₈	0,52	7	0,6 CuZ	8	6 × 12	3. menet
L ₁₉	0,52	7	0,6 CuZ	8	6 × 12	2. menet
L ₂₀	—	1	0,3 CuZn	—	—	—
L ₂₁	0,23	6	0,8 CuAg	10	—	4. menet
L ₂₂	0,23	6	0,8 CuAg	10	—	2. menet
L ₂₃	0,07	3	0,8 CuAg	10	—	1. menet
L ₂₄	0,07	3	0,8 CuAg	10	—	0,5. menet
L ₂₅	8,4	28	0,25 CuZn	6	6 × 12	11. menet
L ₂₆	—	2	0,25 CuZn	—	—	—
L ₂₇	8,4	28	0,25 CuZn	6	6 × 12	11. menet
L ₂₈	—	2	0,25 CuZn	—	—	—
L ₂₉	8	23	0,25 CuZn	6	6 × 12	—
L ₃₀	—	2	0,25 CuZn	—	—	—
L ₃₁	290	85	10 × 0,1	A _L = 40	∅ 18	—
L ₃₂	290	85	10 × 0,1	A _L = 40	∅ 18	5. menet
L ₃₃	290	85	10 × 0,1	A _L = 40	∅ 18	44. menet
L ₃₄	290	85	10 × 0,1	A _L = 40	∅ 18	—
L ₃₅	—	5	0,25 CuZn	—	—	—
L ₃₆	84	46	10 × 0,1	A _L = 40	∅ 18	22. menet
L ₃₇	290	85	10 × 0,1	A _L = 40	∅ 18	44. menet
L ₃₈	—	10	0,25 CuZn	—	—	5. menet
L ₃₉	250	180	0,1 CuZn	4	—	méhsajt
L ₄₀	180	60	10 × 0,1	A _L = 40	∅ 18	33. menet
L ₄₁	—	8	0,25 CuZn	—	—	—
Tr ₁	—	3400	0,1 CuZ	—	0,6 cm ²	1700. menet
Tr ₂	Primer	900	0,1 CuZ	—	0,6 cm ²	—
Tr ₃	Szekunder	150	0,1 CuZ	—	—	75. menet
Tr ₄	Primer	400	0,15 CuZ	—	0,0 cm ²	200. menet
Tr ₅	Szekunder	40	0,2 CuZ	—	—	—
Tr ₆	Primer	3700	0,11 CuZ	—	2,5 cm ²	—
Tr ₇	Szekunder	550	0,3 CuZ	—	—	275. menet

ció mérőműködése és hatása a fokozatokra azonos; a szabályozott fokozatok házfeszültségét változtatjuk 0 és +9 V között. Azért van szükség két darab potencióméterre, hogy arányos vétele, vagy vételről adásra való kapcsoláskor ne kelljen a készülék érzékenységét változtatni. Az adás visszahallgatásának és a vételnek megfelelő érzékenység a két potencióméterre mintegy „be van programozva”, és a kommunikációs irányváltásoknál csak az adó „adás-vétel” kapcsolóját kell kezelni. A J jelző megvilágítása a H, csatlakozón keresztül történik. Ugyanúgy a II, csatlakozón akkumulátoros üzemi üzeten megjelenik a vevőbe beáramló +12 V feszültség, amely így egy közös kábelben a telepres adót is táplálja.

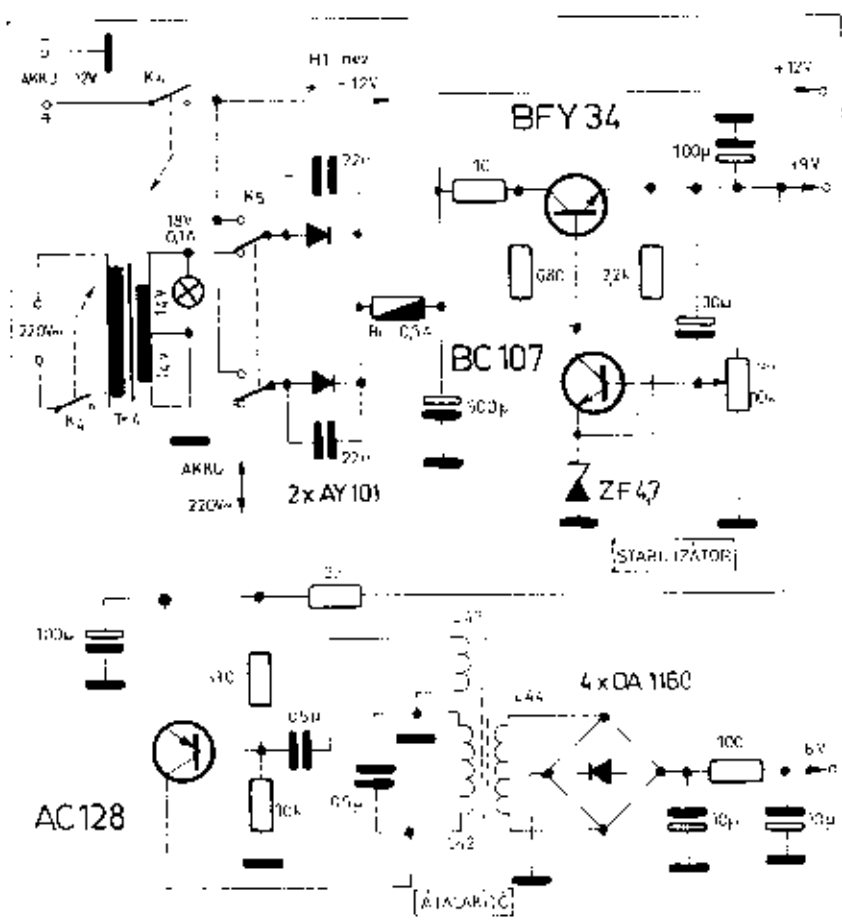
A tápegység

A készülék áramellátása két tápegységet igényel. Hálózati táplálás esetén a Tr, hálózati transzformátor kétutas kapcsolásban két darab AY 101 diódával kb. 12 V egyenfeszültséget állít elő, amit az 500 μF-os kondenzátor szűr. Ez az egyenfeszültség még magán viseli a hálózat ingadozásait és az egyenirányító 100 Hz-es brennyját és ezért csak alárondult helyeken alkalmazható, mint pl. a jelző meghúzatása, vagy a hangfrekvenciás ellenütemű végfokozat táplálása. A tulajdonképpeni tápfeszültség a -9 V-os feszültség, amelyet az ábrázolt tranzisztoros stabilizátor tart konstans szinten mind a hálózat, mind a terhelés ingadozásával szemben. Az ilyen stabilizátor egyben a kimenő feszültség brenny szintjét is nagymértékben lecsökkenti, és ezáltal szűrőfójtó és szűrőkondenzátor alkalmazása feleslegessé válik.

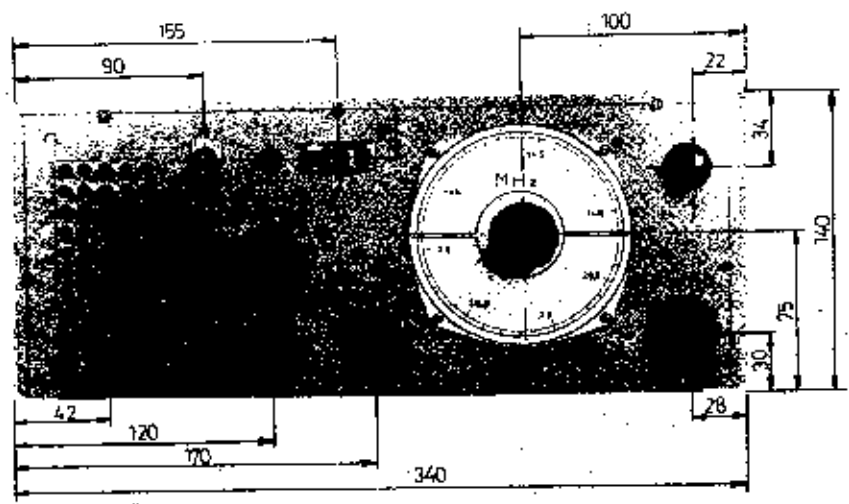
A K₁ kétáramkörös átkapcsolóval a készülék akkumulátoros üzemi állítható. Az akku feszültsége a K₁ előlapi kapcsolón keresztül az egyenirányító diódákra jut és mintegy a transzformátor feszültségét helyettesíti. Ilyenkor a diódák nem végeznek egyenirányítást, az áramot mindössze megakadályozzák. Ilyen kapcsolásnál a diódák megvédik a tranzisztorok tönkremenetelét egy esetleges helytelen polaritású akkumulátor-csatlakoztatásnál.

A -6 V-os feszültséget az AC 128-as tranzisztorral megvalósított oszcillátor állítja elő. Az oszcillátor a +9 V-ról kapja a tápfeszültséget és a rezgőkörben (L₃₁) kb. 1 kHz-es váltóáramot hoz létre. Az L₃₁-es tekercsen megjelölt váltófeszültséget négy dióda egyenirányítja, a szükségletnek megfelelően a földhöz képest negatív polaritással. A tápegység kapcsolási rajzát a 6.33. ábra mutatja.

A készülék egy 340 mm × 140 mm előlapméretű és 240 mm mély alumínium dobozba van felépítve. Előlapján az alkatrészek elhelyezését és a méreteket a 6.34. ábra mutatja. A készülék belső felépítését a 6.35. ábrán látható. A tekercsek és transzformátorok adatait a 6.2. táblázat tartalmazza.



6.33. ábra. A készülék legegységének kapcsolási rajza. A negatív polaritású tápfeszültséget egy oszcillátor és egy egyenirányító állítja elő



6.34. ábra. A készülék előlapjának mechanikus méretei

két diódára. Az egyszerű amplitúdó változások kioltását (bent-jel nélküli állapotban) az 1:1 áttételű hangfrekvenciás transzformátor (Tr₁) váltásítja meg.

A produkt-detektor helyi oszcillátorjelét a BFO-egység szolgáltatja. SSB-vétel esetén ez a jel helyettesíti az adó oldalon elnyomott vívőhullámot. Az L₂₀ rezgőkör határozza meg a BFO frekvenciáját, ami a vaszaggal 452 kHz-re állítandó be a K₂ kapaszkodó 3. állásában. Ez az állapot fog megfelelni a J, KF-re nézve az alsó oldalsáv - LSB - vételének. A K₂ kapaszkodó 2. állásában a rezgőkörrel egy 30 pF-os trimmer-kondenzátor kapcsolódik párhuzamosan. Ennek segítségével kell a BFO frekvenciáját a kapaszkodó ezen állásában 448 kHz-re beállítani, amely frekvencia a felső oldalsáv USB - vételének felel meg.

A hangfrekvenciás végfokozat és a jelleggő áramköre

A készülék hangfrekvenciás áramköre két fokozatot, egy meghajtó és egy ellentérszerű végfokozatot tartalmaz. A kb. 0,5 W kimenő teljesítményre a beépített hangszóró meghajtása miatt van szükség. Ha csak a fejhallgató üzemre volna szükség, így a végcrőlítő elhagyható lenne. A hangfrekvenciás egység kapcsolási rajza a 6.32. ábrán látható. Felépítése azonos a tranzistoros rádióknál alkalmazott megoldásokkal.

A J jelleggőt az adó felől egy földre kapcsolódó rövidzár vezérli, amely az adás-vétel kapcsoló „adás” állásában ad kontaktust. „Vétel” állásban, vagy ha a vevőt adó nélkül használjuk, a J jelleggő elengedett állapotban van.

A J jelleggőn az a érintkezők a készülék beépített hangszóróját kapcsolják ki adás alatt, abban az esetben, ha a K3 kapaszkodó a középső (2.) állásban van. Erre azért van szükség, hogy adás alatt a saját moduláció visszahallgatása miatt ne keletkezhesen akusztikus begerjedés a hangszóró és a mikrofon között. A hangfrekvenciás végfokozat minden esetben meg van terhelve a hangszóró impedanciájával, vagy az annak megfelelő S almos huzalellenállással. Erről a lezárásról a K₃ kapaszkodó, illetve a J jelleggő gondoskodik.

A b érintkezők a vevőkészülék bemeneti fokozatában elhelyezett diódák segítségével a süketítést valósítják meg. Ez azt jelenti, hogy adás alatt a a vevő antennabemenete és az első nagyfrekvenciás erősítőfokozat közé egy nagyfokú csillapítást viszünk be annak érdekében, hogy a vevő fokozatait az adó nagy jelszintje ne vezérelje túl. A süketítés a diódák kinyitásával (vezetővé tételével) történik, aminek a meghúzott jelleggő szolgáltat -6 V-ot. Vétel állásban - elengedett jelleggőnél - a diódákat -6 V zárja le és ezzel azok csillapító hatása megszűnik.

A c érintkezők a P₁ és a P₂ potenciómétereket kapcsolják a két szabályozott erősítőfokozatra. Mindkét poten-

neti egység keverőfokozatának lokál-
oszillátor-jele. A két utolsó fokozat
csak a 144 MHz-es vétel esetén van
üzemben, így a 28 MHz-es vétel esetén
ezek a fokozatok nem fogyasztanak
áramot. A sokszorozó egység mecha-
nikus felépítését a 6.20. ábra mutatja.

Az I. KF és a II. keverő

A bemeneti egységek kimeneti pont-
ján van jelen az I. KF-jel, amelynek
frekvenciája 2,75 – 5 MHz között vál-
tozhat a vett állomás frekvenciájának
függvényében. Ezt a jelet kell egy fo-
lyamatosan hangolható vevő készü-
lékkel venni, amely vevő itt az I. KF
szerepét tölti le. Az I. KF – mint
egy vevőkészülék első fokozatának
kapcsolási rajza – a 6.30. ábrán lát-
ható. Az I. KF sztereókios tulajdonsá-
gait az a forgókapcsolóval hangolt
két rezgőkör képviseli, amelyek a fel-
delt bázisú erősítő bemeneti és kime-
neti oldalán található. Az L_{25} rezgő-
köri tekercs megcsapolására csatlak-
ozik az a koaxiális kábel, amely a be-
meneti egységekből a K₁ kapcsolón
keresztül hozza az I. keverőkből a
szélessávú I. KF-jelét. Az L_{25} és L_{27}
rezgőkörök 2,75 MHz és 5 MHz között

hangolhatók a 3×280 pF végkapaci-
tású forgókapacitáscsoporthoz. A
sztereókios tulajdonságait az egy-
üttfűtés érdekében a forgókörök fix és változtatható
kapacitású kondenzátorok van-
nak párhuzamosan kapcsolva. Az
 L_{25} rezgőkörbe betranszformálódik a
koaxiális kábel saját kapacitása is,
ezért a párhuzamos kondenzátor értéke
csak 47 pF a számított 82 pF-dal
szemben.

Az I. KF-erősítő tranzistora földelt
bázisú kapcsolásban dolgozik, így ki-
tűszöbölhető a fokozat neutralizálása.
Ez a fokozat az érzékenységszabályozó
potencióméterrel szabályozható az
MGC-vel jelölt ponton, ahová a maxi-
mális erősítés esetén 0 V-ot, a lezabá-
lyozott esetben 1,9 V-ot kell adni.

A II. keverő a bázisra kapja az I.
KF-jelét. A lokál-oscillátor jele az
emitterre csatlakozik. A keverőtran-
zisztor kollektorában elhelyezett két-
körös sávszűrő már a II. KF frekvenciájára,
460 kHz-re van hangolva. A II. keverő
lokál-oscillátora egy szabadonfutó
hangolható oszcillátor. Frekvenciája a felső keverésnek meg-
felelően 3,2 MHz és 5,45 MHz között
állítható a hőmérséklet-forgó harmadik
szektorával. Az együttfűtés biztosítá-
sára soros padding-kondenzátort al-

kalnázunk, amelynek értéke 2500 pF.
Az oszcillátor emittorköri visszacsatolá-
siással dolgozik és ezért bázisa nagy-
frekvenciás földpotenciálra van.
Az oszcillátor emittorán levő jelet
visszük át a II. keverőfokozatba.

A vevőkészülék frekvenciastabili-
tása elcsúszhat ezen oszcillátor stabi-
lításán múlik, mert a felsokszorozói
kristályfrekvencia relatíve lényegesen
stabilabb, mint annak a szabadonfutó
oszcillátornak a frekvenciája. Ezért ez
az oszcillátort nagy gondokkal és mecha-
nikusan nagyon stabilan kell felépíteni.
Távíró- és SSB-vétel esetén a stabili-
tásba beleszól még a RFO stabilitása
is, de mivel annak sokkal alacsonyabb
a frekvenciája, ezért az abszolút érték-
kel vett frekvenciastabilitást sokkal
kisebb mértékben befolyásolja. Ez az
oszcillátor tranzisztoros kivitelben
(mines megoldás) a sztereókios stabili-
lására megvalósítható az alótti 5 MHz
körüli frekvencián. Így egy hosszabb
ideig tartó SSB-vétel esetén sem kell a
vevőt utánhangolni.

Az I. KF, a II. keverő és a hozzá-
tartozó oszcillátor (a készüléket sztereó-
ból nézve) a forgókapacitáscsoporthoz
jobb oldalán helyezkedik el egy 70 mm \times 90
mm-es nyomtatóáranyozott lemezen.
Így a forgóhoz menő vezetékek miny-
lag rövidre választhatók.

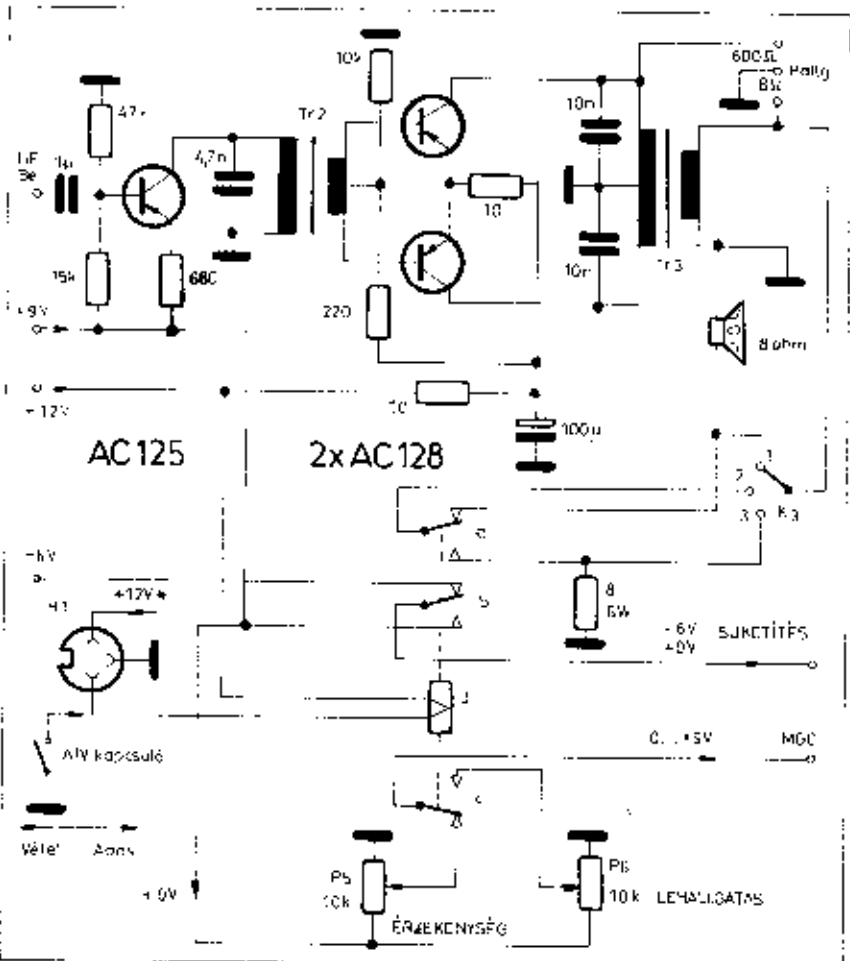
A II. KF és a demodulátorok

A II. keverő tranzistorának kollektorára
csatlakozik a II. KF első sáv-
szűrője. Ez a sávszűrő mechanikusan
is közös egységet képez a II. keverő
paneljével. Az L_{25} tekercs megcsapolásáról
van elvezetve a II. KF jele, amelynek
működési frekvenciája 460 kHz. Ez a
jel egy koaxiális kábelben érkezik a
külön panelen levő II. KF-egység első
tranzistorjának bázisára (6.31. ábra).
Ennek a fokozatnak az erősítése az
MGC ponton keresztül szabályozható.
A tranzisztor kollektorában ismét egy
kétkörös sávszűrő található. Tulaj-
donképpen ez a két sávszűrő adja a
készülék közelszelektivitását. Ez az
erősítő fokozat neutralizált kivitelű.

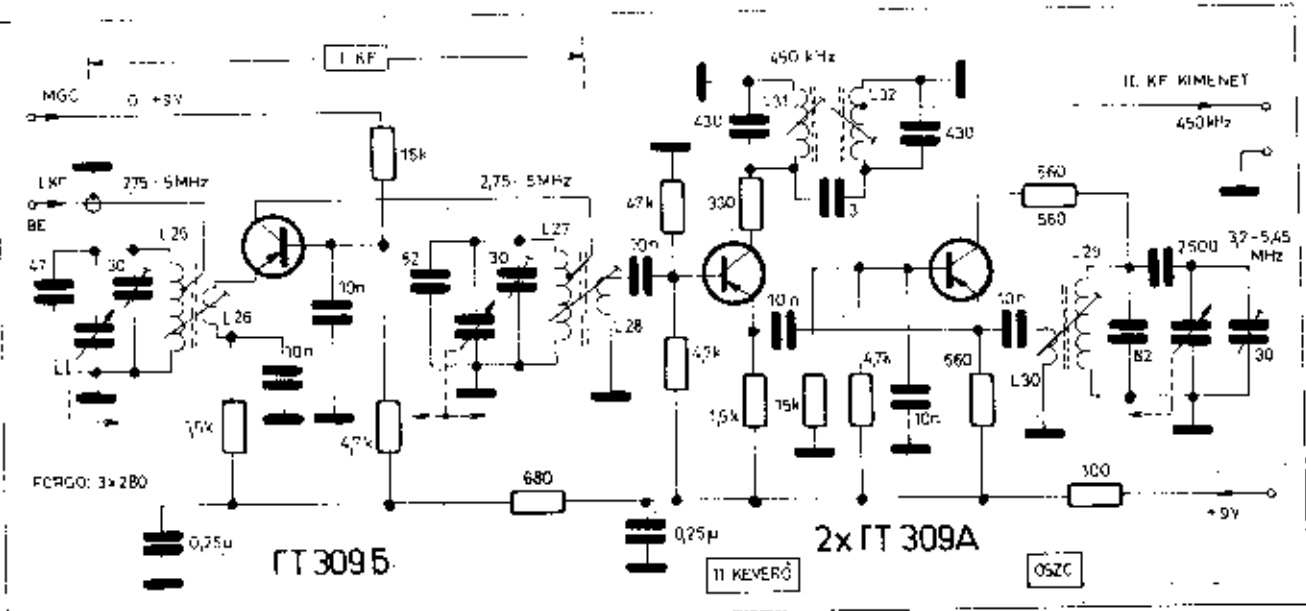
A II. KF-léne mindkét sávszűrője
valamint a rezgőkörrel is – fázis-
váltógúpos tekercsekkel készültek, an-
nak érdekében, hogy mágneses szármá-
suk minél kisebb legyen és így az ár-
nyékoló serleg elhagyható legyen.

Az L_{26} tekercsről a jel kétféle águz-
dik. Az egyik út az AM-demodulátor
erősítőjébe vezet. Az L_{26} tekercsre
csatlakozó OA 1160 dióda az AM-de-
modulátor. Ennek munkapontállítását a
10 kóhmós potencióméter képviseli.
Az átfolyó áramot a 200 μ A érzékeny-
ségű S-mérő műszer méri.

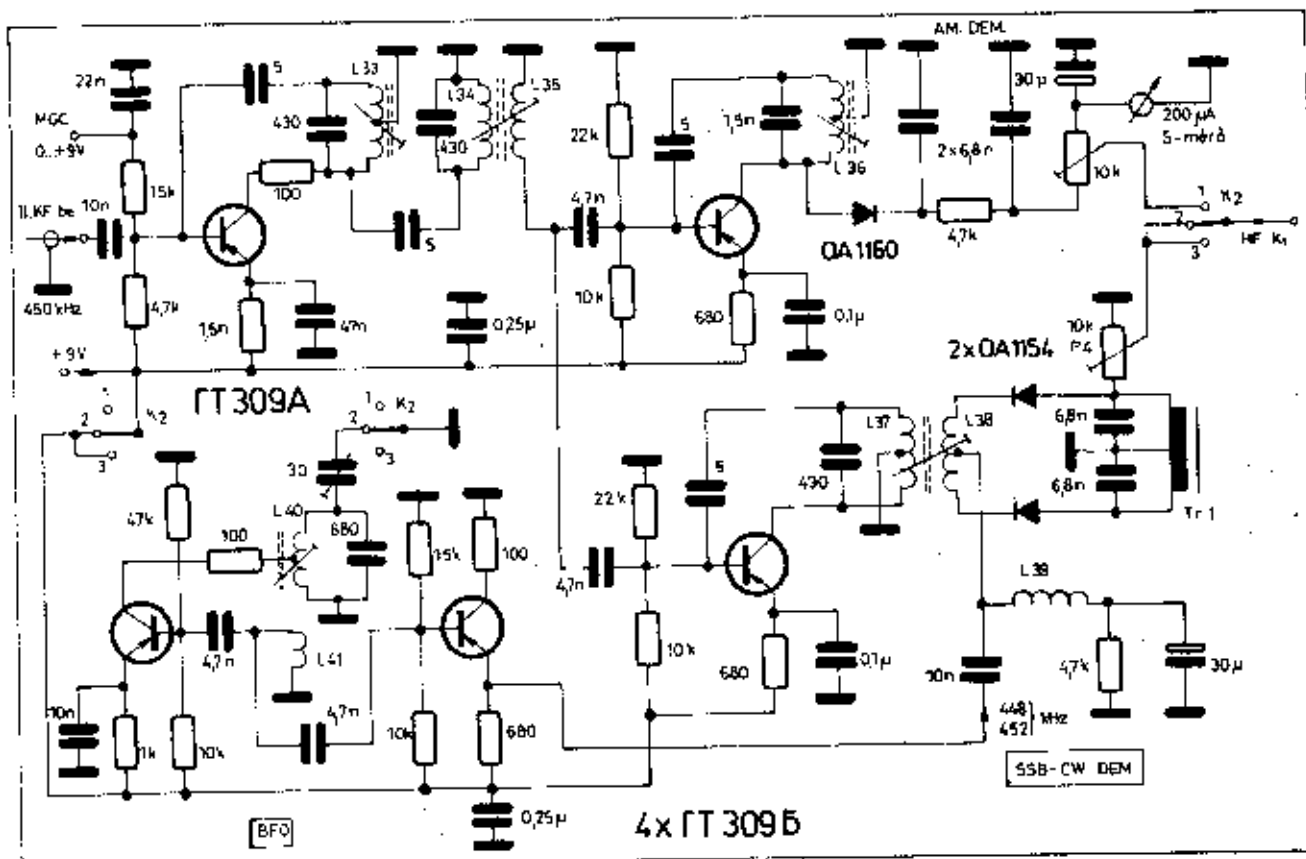
Az L_{26} tekercsről az SSB-CW demo-
dulátor erősítője felé is megy a II. KF
jele. A neutralizált erősítőfokozat kol-
lektorköri rezgőkörrel láptolja a két-
diódás balansz-modulátort, ami itt a
produkt-detektor feladatát látja el.
A BFO jele az L_{26} tekercs középsőre
csatlakozik és párhuzamosan – azonos
fázisban – táplálja a két diódát. A be-
jövő ezzel szemben ellenfázisban jut a



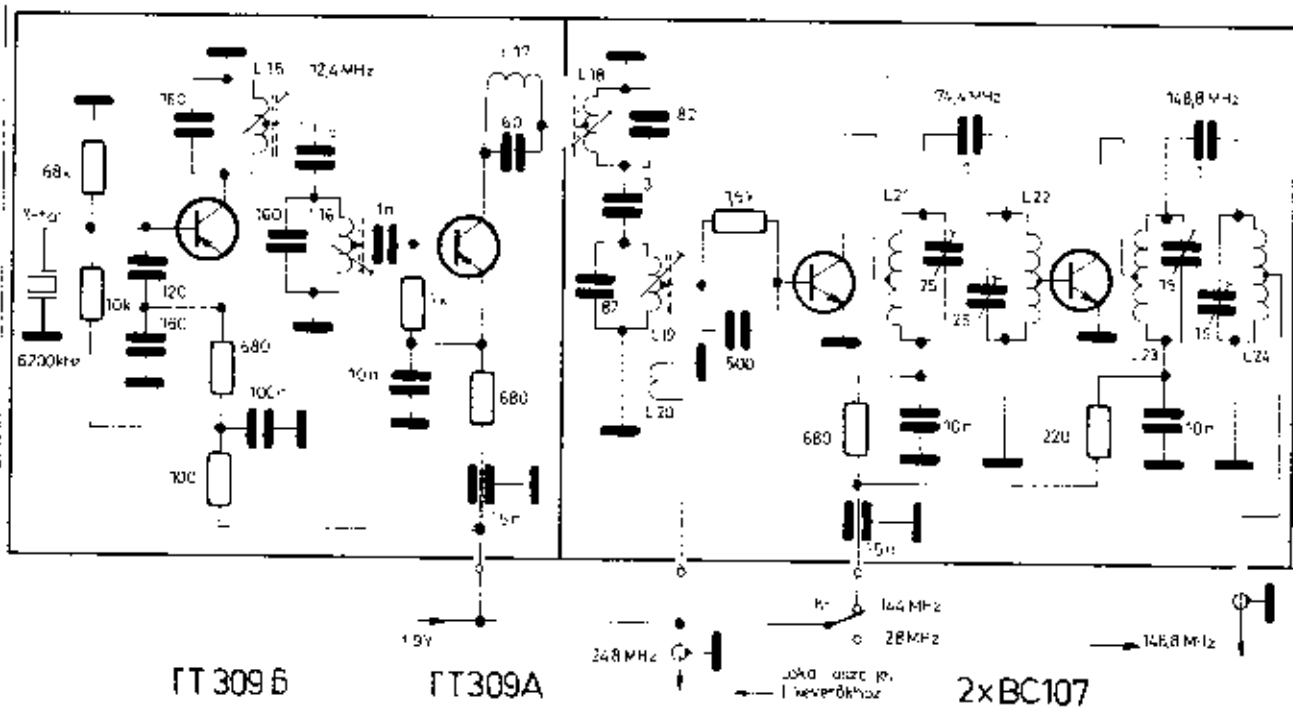
6.32. ábra. A hangfrekvenciás fokozatok és a jelnyomó áramkör



6.30. ábra. Az I. K.F-erősítő és a II. keverő kapcsolási rajza



6.31. ábra. A II. K.F. fokozatai és a demodulátorok. A BFO-egység és a produktletektor csak SSB-CW vételnél van bekapcsolva. Az S-mérő az állandósávitásban levő AM-demodulátortól kapja áramot



6.28. ábra. A frekvenciamultiplikáló egység kapcsolási rajza. 28 MHz-es vételnél csak az első két fokozat van üzemben

jára van hangolva annak érdekében, hogy ez a jel ne jöjjön ki a kiverőből az I. KF-erősítő felől, mert ott nem kívánatos keverési termékeket képezni létrehozni a II. keverő oszcillátor-frekvenciájával.

A nagyfrekvenciás sávszűrők fix hangolásiértékű és esatolásiértékű úgy kell megvalósítani, hogy a teljes arnatórsávot átjogják. Ez a sávzélesség mind a 144 MHz-es, mind a 28 MHz-es sávban gyakorlatilag 2 MHz. A esatolásiértékű öt darab vételi frekvenciára hangolt rezgőkör biztosítja a készülék túlkörszekelktivitását. A rezgőkörökben alkalmazott 15 pF-os, illetve 45 pF-os légtimmmerek Ducati gyártmányúak. A sávszűrők felső kapacitív esatolási-értékű, mert ennek az állíthatósága a legegyszerűbben megvalósítható. Csak

toló kondenzátorokként 5 pF-os Tesla oszcillátormerleket használtunk.

A sokszorozó egység

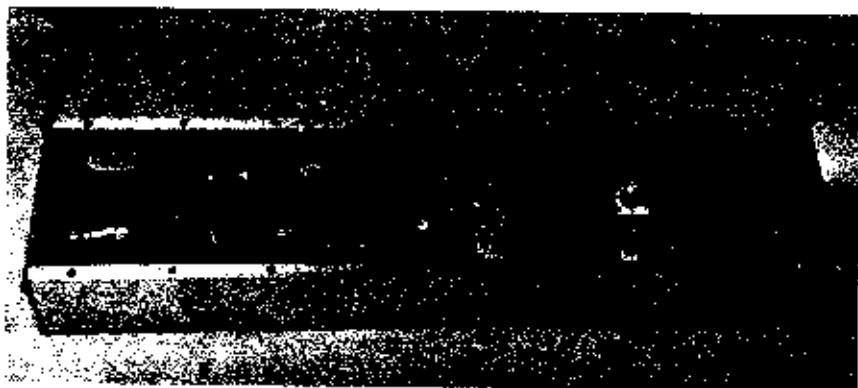
A sokszorozó mechanikus felépítése hasonló a bemeneti egységekhez, amennyiben ez is egy, az előzőekben megadott méretű „U”-profilban van elhelyezve a hűtőcső árránykölös érdekében. A sokszorozó egység kapcsolási rajza a 6.28. ábrán látható.

A Clapp-rendszerű kristályoszcillátor frekvenciája 0,2 MHz. Visszacsatolása a tranzisztor emittéréből történik, kapacitív feszültségosztón keresztül. A tranzisztor kollektorában levő sávszűrő már a kétazeros frekvenciára, 12,4 MHz-re van hangolva. A második

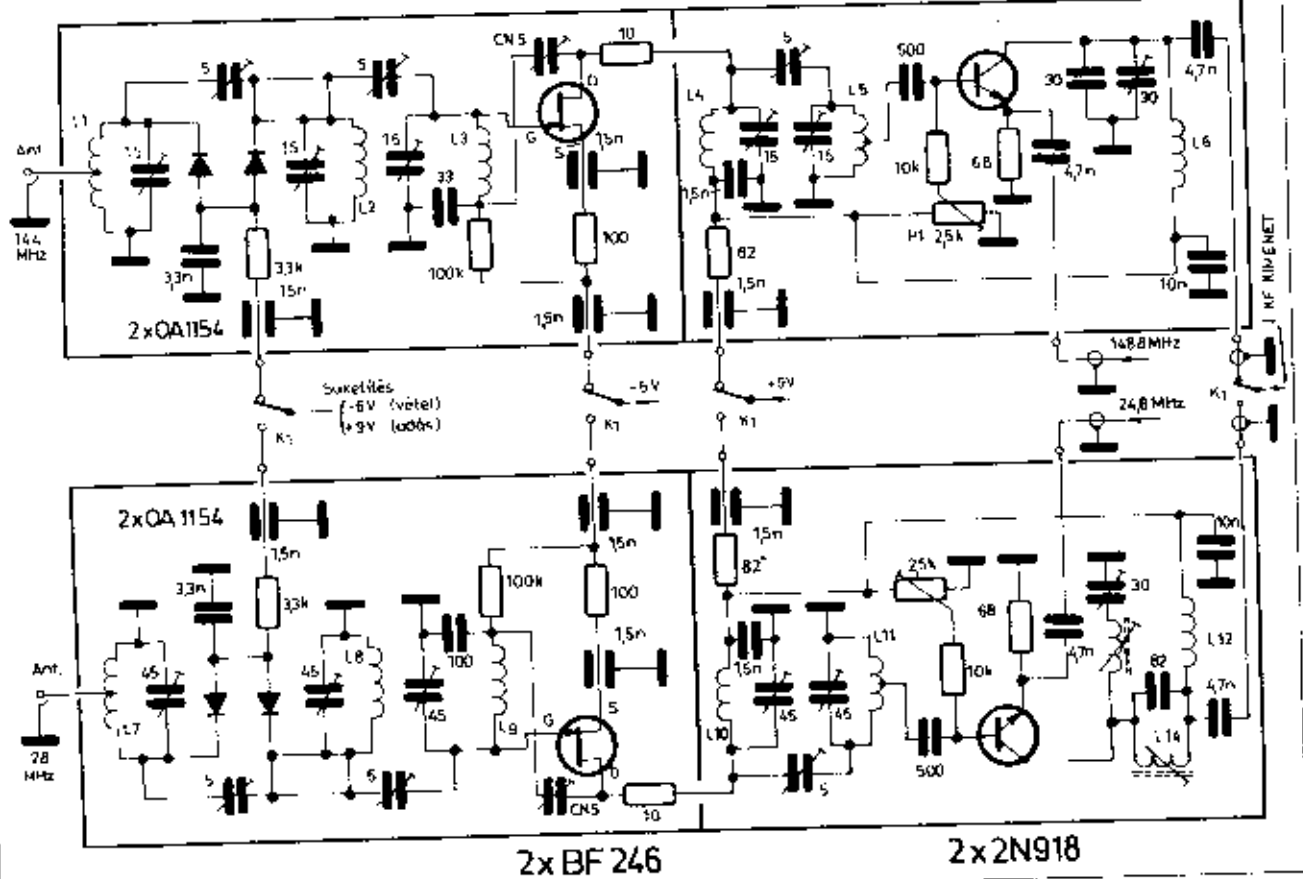
tranzisztor frekvencia-kétszeresítést végző, erősen C-osztályú munkaponti beállításal. A kollektor vezetékében egy alapfrekvenciára hangolt (0,2 MHz) zárókör van (L₁₇), annak érdekében, hogy a továbbiakban minél kisebb szinten legyen jelen ez a nem kívánatos komponens. Az L₁₇ sávszűrő 24,8 MHz-re van hangolva. Ez a frekvencia az L₂₀ egyenletes esatolótelkesen kivézetve szolgál a 28 MHz-es bemeneti egység kiverő-fokozatának lokál jellel való táplálási-értékű. A sokszorozó egység első két germánium tranzisztorát mind a 28 MHz-es vétel, mind a 144 MHz-es vétel esetén üzemben van.

A sokszorozó következő fokozata egy szilícium tranzisztorral kivételezett háromszorozó fokozat. Ez a BC 107 tranzisztor is C-osztályú munkapontban dolgozik és így nyitárányú nyugalmi előfeszültséget nem kap. A tranzisztor kiverését a nagyfrekvencia végzi és a megfelelő előfeszültség szint a bázisköri RC-lemén áll elő. A kollektorában levő körkörös felső kapacitív esatolásiértékű sávszűrő 74,4 MHz-re van hangolva.

Az utolsó frekvencia-kétszeresítő fokozatban szintén BC 107 típusú tranzisztor alkalmaztunk. Nyugalmi munkaponti C-osztályú, de kövélés van záróárrányban eltolva, mint a frekvencia-háromszorozó fokozat esatolási-értékű. Ezért ennek a bázisköréből hiányzik a paralel RC-tag. A tranzisztor nyitása itt is a beérkező nagyfrekvencia végzi. A kollektor körében levő körkörös sávszűrő frekvenciája 148,8 MHz, amely frekvencia már a 144 MHz-es bemeneti



6.29. ábra. A sokszorozó egység belső felépítése



6.27. ábra. A bemeneti egység kapcsolási rajza

A vevőlétesztükben háromféle tápfeszültség van: -12 V stabilizáltan, -9 V stabilizált és -6 V részben stabilizált. Akkumulátorról való üzem esetén a 12 V feszültség automatikusan adótt. Ebből a feszültségből állítjuk elő a -9 V stabilizált feszültséget egy áteresztő stabilizátoron keresztül. A -6 V -s feszültséget egy kb. 1 kHz -on működő oszcillátor állítja elő a stabilizált -12 V -ból.

Bemeneti egységek

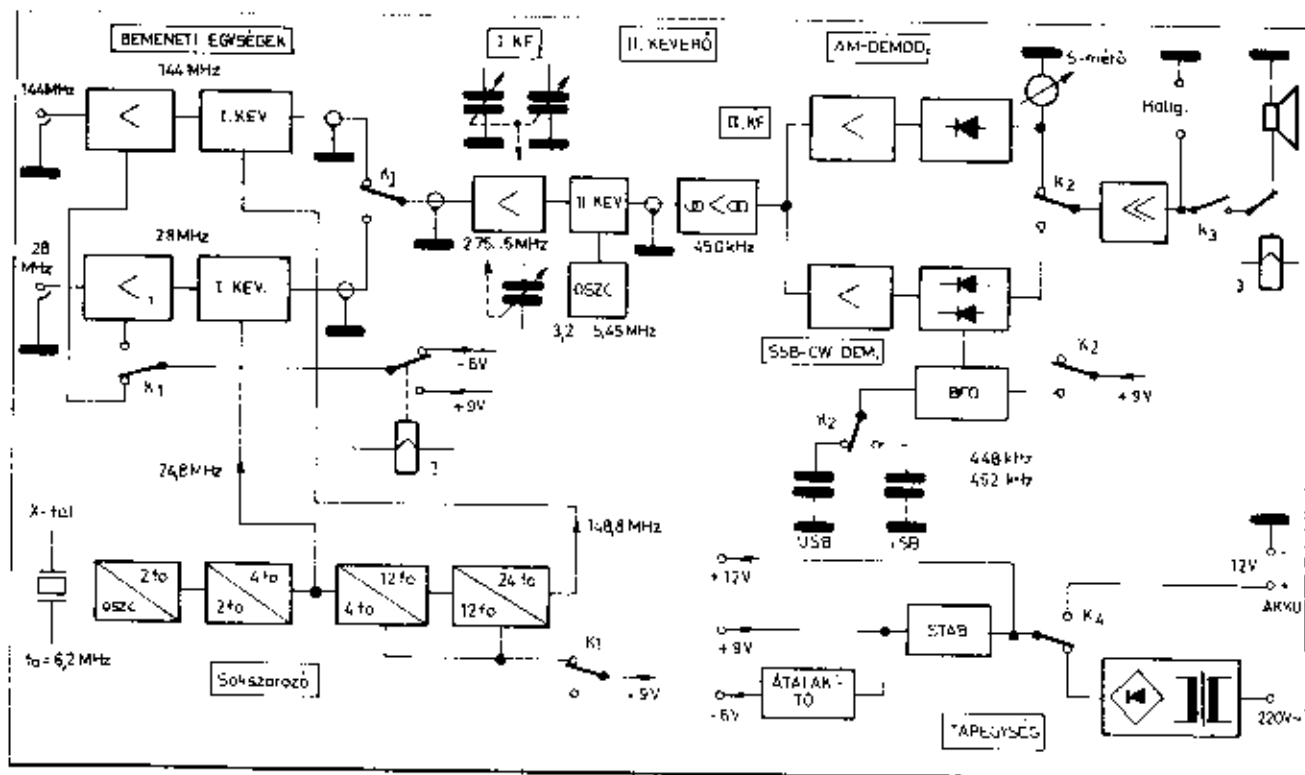
A vevőnek két egymástól független bemeneti egysége van a 144 MHz -es és a 28 MHz -es sávra. Mindkét egység egy-egy 60 mm széles, 40 mm magas és 250 mm hosszú felkenyves alumínium „U”-szelvénybe van szerelve. Az U-szelvényt a végén és a tetején csavarrókkal rögzített lapok borítják (6.25. és 6.26. ábra). Az U-szelvény falvastagsága 6 mm és így az elektromos betárolások a 3 mm -es menetek a fedeleket rögzítő csavarrak számára. A jól zárt dobozok tökéletes árnyékolást biztosítanak és vastag faluk révén mechanikus stabilitást kívülről. A bemeneti egységek kapcsolási rajza a 6.27. ábrán látható, elemtomos felépítésük egymáshoz közel azonos. Ek-

térés csak a keverőfokozat kollektor oldali szerelvényeiben mutatkozik, valamint a rezgőkörök kapacitásainak és tekercseinek értékeiben.

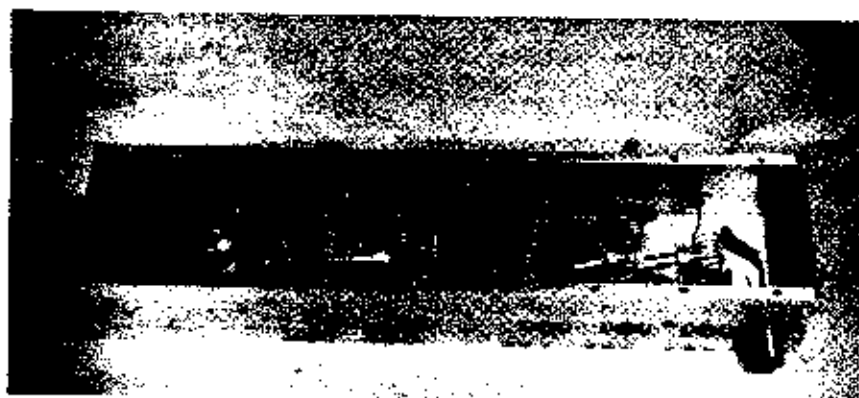
Az antenna egy háromkörös sáv-szűrőn keresztül csatlakozik az erősítő fokozat BF 246 típusú FET tranzisztorára. A sáv-szűrő első két köre egy-egy germánium diódával oszillátható akkor, ha a készüléket aló mellett alkalmazzuk és a nagy térférség miatt szükség van a vevő lesűkítésére. Ha a két diódát $+9\text{ V}$ feszültséggel vezető állapotba hozzuk, akkor az antenna-bemenet és az erősítő tranzisztor vezérlő elektródája (gate) között kb. 40 dB csillapítás mérhető. Vétel alatt az oszilláló diódák -6 V -al záró-irányban vannak előkészítve a ilyenkor gyakorlatilag csak a rétegkapacitásokkal befolyásolják a rezgőkörök hangolását. A diódák lezáró állapotában a háromkörös sáv-szűrő csupán $1,5\text{ dB}$ csillapítást képvisel a bemenet és az erősítőfokozat között. A FET tranzisztorra jellemző a kisnyújtású zaj. Ezzel a kapcsolással el lehet érni a teljes készülékhez képest a legjobban esetben $1,8-2\text{ kHz}$ zajtényező. ami megfelel $2,6-3\text{ dB}$ zajszámnak. A FET tranzisztoros erősítő egy kétkörös sáv-szűrővel hajja meg az 1. keverőfokozatot, ami már rétegtranzisztoros felépítésű. A FET előerősítőt neutrali-

zálni kell, mert ellenkező esetben begerjedező nagyon hajlamos és beállítása nehezsé válik. A neutralizáció állítható a C_x neutralizáló 5 pF -os esőtímer-kondenzátorral. Ennek kapacitását olyan mértékig kell növelni, hogy a bemenő és a kimenő rezgőkörök térszöveges frekvenciáin se lehessen begerjedést észlelni.

A keverő 2N918 típusú szilícium tranzisztorral működik. Ez a tranzisztor 800 MHz határfrekvenciájú típus. Helyettesíthető germánium tranzisztorral is az R és C elemek meg-hagyása mellett, de akkor a -9 V tápfeszültséget az emitter-oldalon kell-bevezetni. A nyugalmi kollektoráram és a lokáloszcillátor-oldali nagyfrekvenciás meghajtás erősen befolyásolja a keverőfokozat saját zaját. A minimális saját zaj és a még elfogadható keverő-erősítés beállíthatósága érdekében alkalmaztunk a $2,5\text{ kohm}$ (P_1) potenciométereket. Úgyadjunk arra, hogy a lokál-oszcillátor jele a keverők kollektorán ne legyen nagyobb $60-80\text{ mV}$ -en értékek. Ennek a szintje a sokszorozó fokozatból történő kivesztelés mértékével szabályozható. A 144 MHz -es keverő 1. KF-kimenete egyszerű felépítésű. A 28 MHz -es 1. KF-kimenet körében egy soros és egy párhuzamos rezgőkör található. Mindkét kör a $24,8\text{ MHz}$ -es lokáljel frekvenciá-



6.24. ábra. A 144/28 MHz-es kétszer transzponált név tombvizslató



6.25. ábra. A 144 MHz-es bemeneti egység fizeti felvétele



6.26. ábra. A 28 MHz-es bemeneti egység fényképe

nek kimenetén ismét egy kétkörös sáv-szűrő határozza meg gyakorlatilag a készülék közelszeletívtűsít. A II. KF ezen szűrésztő fokozatára is hatósos az érzékenységszabályozás (MCU).

A szűrésztő fokozat után a 450 kHz-es II. KF-jel két irányba válik szét. Az egyik irány a kétoldalsávú AM-vétel diódás demodulátorát táplálja egy erősítőn keresztül. Az erősítő kimenete és a demodulátor között hangolt transzformátoros (rezgőkörös) csatlakozás van. Az AM-demodulátor diódája táplálja az S-mérő műszerét.

A KF másik iránya a diódás produkt-detektort táplálja egy erősítő fokozaton keresztül, amely szintén hangolt transzformátoros csatlakozással hajtja meg a demodulátor-diódákat. A produkt-detektor diódáit a BFO oszcillátor látja el a szükséges „beat”-jellel. A BFO (beat frequency oscillator) frekvenciája két érték között átkapcsolható (az előlapon látható kapcsolóval) az alsó, illetve felső oldalsávok vételének megfelelően.

A K₂ üzemmódkapcsolóval a kimenő hangfrekvenciás egység vagy az AM-demodulátorra, vagy az SSB-CW jelek vételére szolgáló produkt-detektor hangfrekvenciás kimenetére kapcsolható. A készülékbe beépített hangszóró a J jelfogóval távvezérelve kapcsolható adás alatt, annak érdekében, hogy a saját adás visszahallgatásánál (ez csak fejhallgatással) a mikrofonon keresztül begerjedés ne lépessen fel. Ugyanez a J jelfogó egyben a bemeneti fokozatok nagyfrekvenciás lezárását is elvégzi (süketítés).

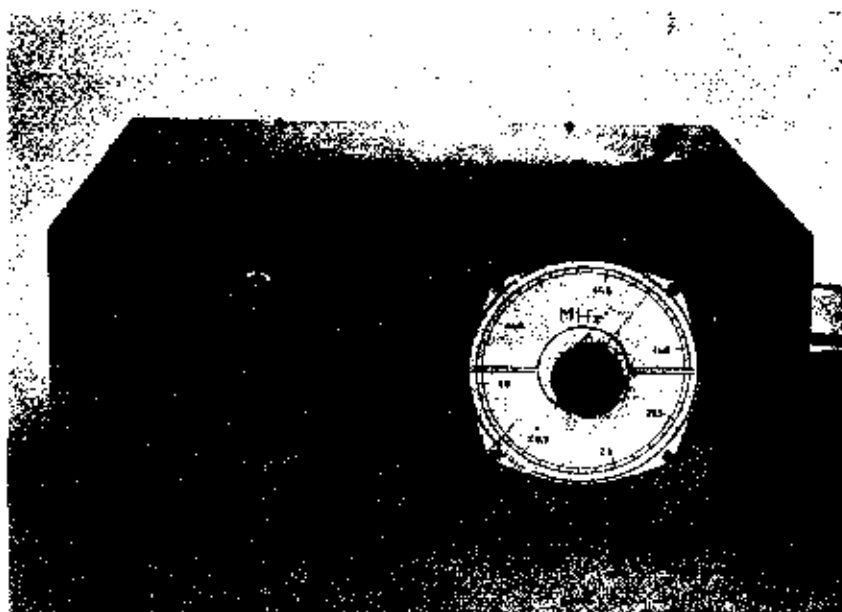
L_1 : 2 μ H N50 (szürke jelzésű) ferrit magon
 L_2 , L_3 , L_4 : trifiláris tekercs, 3 összedort 0,15 mm-es zománc-selyem szálból 14 menet, 7,5 mm külső át-

mérőjű, N100 anyagú (lila színjelzésű) toroid-ferritmagon
 L_{11} : 6 menet, 0,7 mm zománcszálból, 6,5 mm belső átmérő, 7 mm hosszú

L_{12} : hasonló, mint L_{11}
 L_{13} : 5,91 μ H
 L_{14} : 20,1 μ H
 L_{15} : 25 menet, L_{13} hídleg pontjához szorosan csatlakozva.

Amatőr vevőkészülék a 144 MHz-es és a 28 MHz-es sávra

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök
HA 5 BK



Az alábbiakban egy kétszer transzponált vevőkészüléket mutatunk be olvasóinknak. Ez a vevőkészülék a 144 MHz-es és a 28 MHz-es amatőr-sávok vételére készült, figyelembe véve az adókészülék melletti felhasználást. A vevő hálózatról és 12 V-os akkumulátorról egyaránt üzemeltethető és így lehetőséget nyújt kitelepült versenyeken való alkalmazásra olyan esetekben, amikor a teljes amatőr állomás akkumulátorról van táplálva. Felépítése olyan, hogy alkalmas kétoldalsávú AM, SSB és CW-jelek vételére. A vett állomás jel-szintje a beépített „S”-mérőn indikálható. A készülékbe épített hangszóró az előlapról kikapcsolható, illetve a kikapcsolás az adás-vétel kapcsolóval távvezérelhető. Az adás-vétel kapcsoló egyben a vevő bemeneti oldalának süketítését is vezérli.

A vevőkészülék tömbvázlatát a 6.24. ábra mutatja. A 144 MHz-es és a 28 MHz-es csatornák egymástól független két bemenő és keverő egységgel bírnak. Sávvaltozókör hál az egyik, hál a másik körül az átviteli láncba. A sávvaltozókör az előlapra szerelt több-érinkezéses tolokkapcsoló (TK) változtatja meg. Ez a kapcsoló nem csak a keverőfokozatok KF-kimenetét, hanem a bemeneti egységek táptesztlégyeit és a süketítést is átkapcsolja. Így a készülék fogyasztása lecsökken, ami teljesen üzem esetén nem elhanyagolandó.

A bemeneti egységekben levő I. keverőfokozatot egy kristályfrekvenciáról felsokozorozott lokál-oscillátor jelle táplálja. Az alkalmazott kristály frekvenciája 6,2 MHz. Ezzel a frekvenciaváltoztatással aránylag egyszerű mó-

Vételi frekvenciák:

Antennabemenetek impedanciája:

Zujszám (mindkét sávban):

Sáv szélesség:

Szelektivitás:

Üzem mód:

Tölkör szelektivitás:

Süketítési esiallítás:

Kimenő hangfrekvencia teljesítmény:

Kimenetek impedanciái:

Fogyasztás hálózatról:

Áramfelvétel 12 V-os akkumulátorról:

28 – 29,7 MHz

144 – 146 MHz

50 ohm (szimmetrikus)

2,8 2,2 kVA

4 kHz; 6 dB

1 Hz; -40 dB és

1 Hz; -60 dB

AM, SSB, CW

64 dB

40 dB

500 mW

8 ohm és 600 ohm

6 VA

max. 300 mA

don lehetővé vált, hogy ugyanazon kristályt lehessen használni mind a 144 MHz-es, mind a 28 MHz-es sávok vételére anélkül, hogy az I. KF-értékét meg kellene változtatni. A 28 MHz-es sáv vétele esetén a lokál-oscillátor frekvenciája 24,8 MHz, ami a kristályfrekvenciához képest négyszerezést jelent. A 144 MHz-es sáv vétele esetén a kristályfrekvencia 24-szeres értéket kíván és így frekvenciája 145,8 MHz. Mint a lokál jelek frekvenciájából látható, a 28 MHz-es sáv keverőfokozata alsó keveréssel, a 144 MHz-es sáv keverőfokozata pedig felső keveréssel dolgozik. Ennek az a következménye, hogy SSB-vétel esetén a két sávban az oldalsávok helyzete ellentétes. Ez viszont nem okoz gondot, mert a produkt-detektor BFO-fokozata az előlapon alsó, illetve felső oldalsávok vételére átkapcsolható.

A bemeneti egységek kimenete a hangolható I. KF-fokozatra csatlakozik. Az I. KF-egység hangolható van megvalósítva a készülék hangolása. Az I. KF-egység frekvenciája egy hármastorgó segítségével 2,75 MHz és 5 MHz között folyamatosan hangolható. Az I. KF-egység egy hangolt és szabályozott erősítőfokozatot tartalmaz, amely fokozat össze van építve a II. keverőfokozattal és annak hangolható oscilátorával. Ez az oscillátor a hármastorgó harmadik szektorával hangolható 3,2 MHz és 6,45 MHz határok között. Így a II. keverőfokozat felső keveréssel dolgozik és a frekvenciák különbözőségéből látható, hogy a II. KF-rendszer frekvenciája 450 kHz.

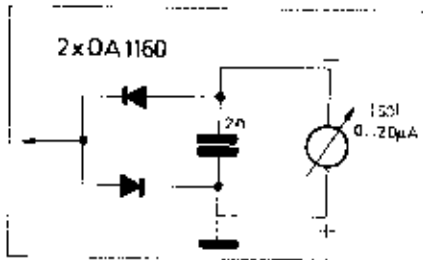
A II. keverő kimenete egy kétkörös sávvaltozókör csatlakozik a II. KF-első – ún. szétosztó – erősítőjére amely-

keresztül. A VFO tápfeszültségét egy 8 voltos Zener-dióda tartja állandó értéken.

A fizisdetektor szabályozó jele a T_1 egyenáramú erősítő keresztül felelőbőve kerül a vevőoszillátor rezgőkörében levő varicap-diódára. A T_1 tranzisztor báziskörében levő 10 kohmos változtatható ellenállás az egyenáramú erősítő munkapontjának beállítására szolgál. A T_1 tranzisztor kollektoráramát mérő 0...1 mA mérhető mérőműszer a szinkronizációs állapotot jelzi. A VFO hangolásiakor, magasabb frekvencia felé haladva a műszer mutatójának kitérése csökken, így a T_1 tranzisztor 10 kohmos munkaellenállásán csökken a feszültségűsége, ezért a kollektorfeszültsége növekszik, minek következtében a varicap kapacitása csökken, így az oszcillátor frekvenciája is növekszik. A T_1 kollektora és a földpont közötti, a szabályozó vezetékkel párhuzamosan levő 68 ohmos ellenállás és 10 μF -os kondenzátor egy kompenzáló tagot képez, ezek értékének helyes megválasztásától nagymértékben függ a szabályozó rendszer stabilitása. A T_1 egyenáramú erősítő báziskörében levő C_{11} jelű 300 μF -os és a vele párhuzamos 1,2 kohmos ellenállás tulajdonképpen egy „kereső áramkör” amely az alábbi módon működik. A készülék bekapcsolásakor a C_{11} töltése zérus, a T_1 tranzisztor le van zárva ezért munkapontjának nincs feszültségűsége, így kollektorán a teljes tápfeszültség, 12 volt van. Ez a 12 voltos szabályozó feszültség jut a varicapra is, így kapacitása kicsi, az oszcillátor frekvenciája pedig magasabb, mint 137 MHz. Bekapcsolás után a C_{11} kondenzátor töltődni kezd, a T_1 mind jobban kinyírt, kollektorán a feszültség csökken, a varicap kapacitása növekszik, a VFO frekvenciája pedig csökken. Amelyik pillanatban a KF-jel frekvenciája meggyozdik a VFO frekvenciájával, a fizisdetektor kimenetén megjelenő szabályozó jel úgy szabályozza a varicapot, hogy a VFO szinkronizálódjon.

Az áramkör felépítése. Az áramkört nyomtatott áramkörti fóliás lemezre építhetjük. A VFO-t négyzetű külön lapra szereljük, a vevőoszilláték előbbi részéhez könnyebben csatlakoztathassuk. A hangolható KF-rezgőköröket és a VFO-t úgy rendezzük el, hogy a három forgókondenzátort rövid huzalokkal köthessük be. Vigyázni kell arra, hogy a VFO ne azóróhasson rá a KF-re, mert zavarná az áramkör helyes működését. Az egyes tranzisztorok tápfeszültség-csatlakozási pontjait külön-külön forrfűlre vezetjük ki, mert üzembhelyezésekor szükség van arra, hogy az egyes fokozatokat könnyen be- és kikapcsolhassuk. Az áramkört a vevőtől árnycsakoljuk el.

Az áramkör üzembe helyezése. Helyezzük be a 21860 kHz-es kvarcot foglalatába és adjunk tápfeszültséget a T_1 tranzisztorra. Tegyük a 6.23. ábra szerinti, diódlékból és mikroperméncérből összeállított egyszerű RF szintjelző tapogatót csatlakoztatva az oszcillátor közelébe. A műszer mutatója kitér, jelezve, hogy az oszcillátor RF-rezgést



6.23. ábra. Egyszerű RF szintjelzőkört

által elő. (A tapogatót húzzuk szigetelőcsőbe, hogy galvanikusan ne érintsünk vele az áramkör egyes részzeit, mert elhangolást okozhat.) Miután meggyozdünk arról, hogy az oszcillátor rezeg, a T_1 kollektorában levő $L_1 C_1$ rezgőkört a tekercs vasmagjának állításával hangoljuk maximumra, a közelébe helyeztet RF szintjelző szent. Ezután ellenőrizzük abszorpciós frekvenciamérő, vagy grid-dip mérő segítségével, hogy tényleg a 3-ik harmonikus hangoljuk-e ki (65 MHz). A maximum beállítása után adjunk tápfeszültséget a T_2 duplázó tranzisztorra és az előbbi módon hangoljuk 130 MHz-re a kollektorában levő süvszfűrőt. Ezután kapcsoljuk le a tápfeszültséget a T_1 és T_2 tranzisztorról.

Következő lépésként adjunk tápfeszültséget a T_3 -ra, csukjuk be a három forgókondenzátort és adjunk 1 μF -os kondenzátort keresztül 4,95 MHz-es szignálgenerátor-jelét a T_3 bázisra. (Mivel a szignálgenerátor jelét rendszerint nem tudjuk ilyen pontosan beállítani, ellenőrizzük jelt egy folyamatos hangolási rövidhullámú vevőkezelővel.) Jegyezzük meg úgy a vevő, mint a VFO skáláján ezt a frekvenciát, mert később még szükség lesz rá. Hangoljuk az L_2 tekercs vasmagját maximális szintre, a szignálgenerátorból csak akkora jelét adva, hogy ne vezéreljük túl a tranzisztor és tiszta maximumot kapjunk. Ezután az előbbi módon hangoljuk ki 7100 kHz-re és nyitott forgókondenzátort mellett a C_{11} -es trimmer-kondenzátort állítsuk be a maximumra. Ezt a 7100 kHz-es pontot is jegyezzük meg úgy a vevő, mint a VFO skáláján. A maximumra való hangolást nyitott és csukott forgókondenzátort állásnál néhányszor megismételve a rezgőkört behangoljuk. Vegyük ezután vissza a szignálgenerátor szintjét és adjunk tápfeszültséget a T_1 KF-erősítő tranzisztorra is. Végezzük el a behangolást az előbbi módon az L_1 és C_1 segítségével (csukott ill. nyitott háromsfűrő-állás mellett). A KF-et ezzel behangoltnak tekinthetjük.

Ezután kapcsoljuk le a T_1 és T_2 tápfeszültséget. Adjunk tápfeszültséget a T_3 tranzisztorra. Állítsuk a vevő és a VFO skáláját 4,95 MHz-re. Hangoljuk az L_2 vasmagját úgy, hogy az oszcillátor jelét a vevőben meghalljuk. Hangoljuk most át nyitott forgókondenzátort állás mellett a korábban már megjegyzett 7100 kHz-es pontra. Az oszcillátor most a C_{11} segítségével hangoljuk. Ismételjük meg néhányszor a behangolást, és ha az oszcillátor már helyesen van, elérjük, hogy a VFO együtt fusson a KF-rezgőkörrel. Adjunk ezután tápfeszültséget a T_2 tranzisztorra is. Szakítsuk meg a $D_1 - C_{11}$ közös pontjiról jövő szabályozó vezetékét és földeljük le a T_1 bemenetén levő 0,1 Mohmos ellenállás alsó pontját. Hangoljuk a VFO-t 7 MHz-re és az L_1 vasmagját állítsuk maximumra. Ezután vegyük le a földelést a 0,1 Mohmos ellenállás alsó végéről, kössük vissza a szabályozó vezetékét a $D_1 - C_{11}$ közös pontjára és vegyük le a tápfeszültséget T_1 -ről és T_2 -ről.

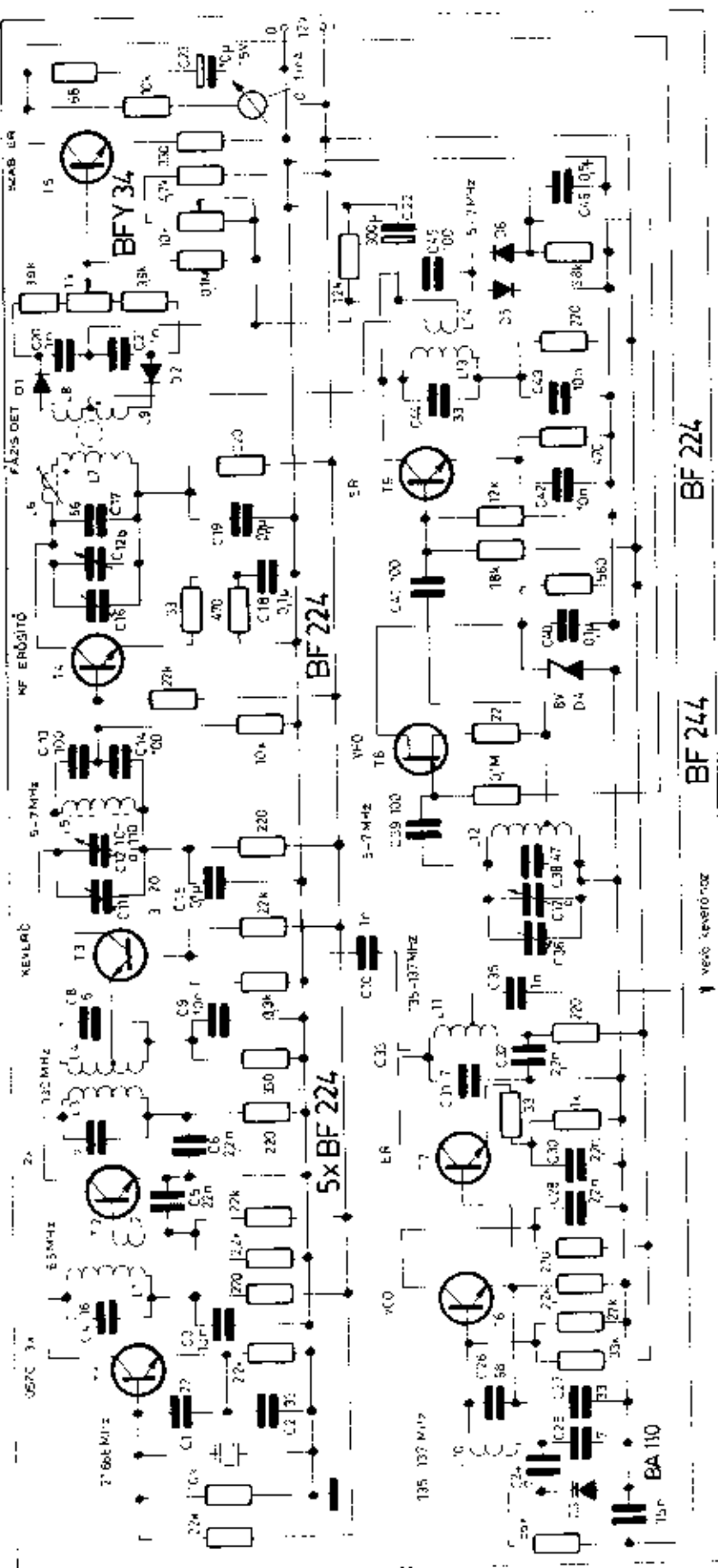
Következő lépésként a VFO-t hangoljuk be. Tegelőször bontsuk le a T_1 tranzisztor kollektoránál a varicap 60 kohmos ellenállásához menő szabályozó vezetékét. Kössünk 10 kohmos potenciométert a tápfeszültség két pontja közé, karját pedig kapcsoljuk az 56 kohmos ellátású most felszabadított végéhez. Állítsuk be a potenciométer karját a földponthoz képest 2,5 voltot. Adjunk a T_2 tranzisztorra tápfeszültséget. Grid-dip mérővel ellenőrizve, az L_2 mágiságát összenyomással vagy széthúzással hangoljuk az oszcillátort 135 MHz-re. Ezután ellenőrizzük, hogy a potenciométerrel hangolható-e az oszcillátor 137 MHz-re. Ha igen, mérjük le a mágiság feszültség a potenciométer karja és a földpont között. Ha ez nem magasabb 8 voltnál, az oszcillátort rendben levőnek tekinthetjük, ha igen, cseréljük varicapot és mérjük újra.

Ha az oszcillátor már rendben van, adjunk T_3 -ra kollektorfeszültséget. Az oszcillátort hangoljuk a potenciométer segítségével 136 MHz-re. Hangoljuk maximumra az L_{11} induktivitást a RF-szintjelző ellenőrzése mellett. Ennek megtörténte után vegyük le a tápfeszültséget a T_3 -ról és a T_2 -ről és állítsuk vissza a szabályozó vezetékét. Állítsuk be végül a T_1 egyenáramú erősítő munkapontját. Adjunk tápfeszültséget T_3 -nak és mérjük kist fogyasztású voltmérővel a kollektoránál jövő szabályozó vezetékén levő feszültséget a földhöz képest. Állítsuk be a T_3 báziskörében levő 10 kohmos trimmer-potenciométert úgy, hogy a voltmérő 1,5 voltot mutasson.

Az egység akkor működik jól, ha a KF-jel a toroid-traló szekundáren 0,8...1,2 volt között van, a VFO jelének szintje pedig az L_1 csatlakozáson 2,5 volt.

Tekercs adatok

- L_1 : 8 menet, 6 mm-es csövetoron, 0,6 mm² zománchuzalból, N10 (szinguszintjelző) ferrit magon
- L_2 : 2 menet, L_1 hideg vége mellett
- L_3 : 6 menet, 0,5 mm belső átmérővel, 6 mm hosszban, 0,7 mm-es zománccsigerezési huzalból
- L_4 : mint L_3
- L_5 : 5,91 μH , N60 (szürke jelű) ferrit magon



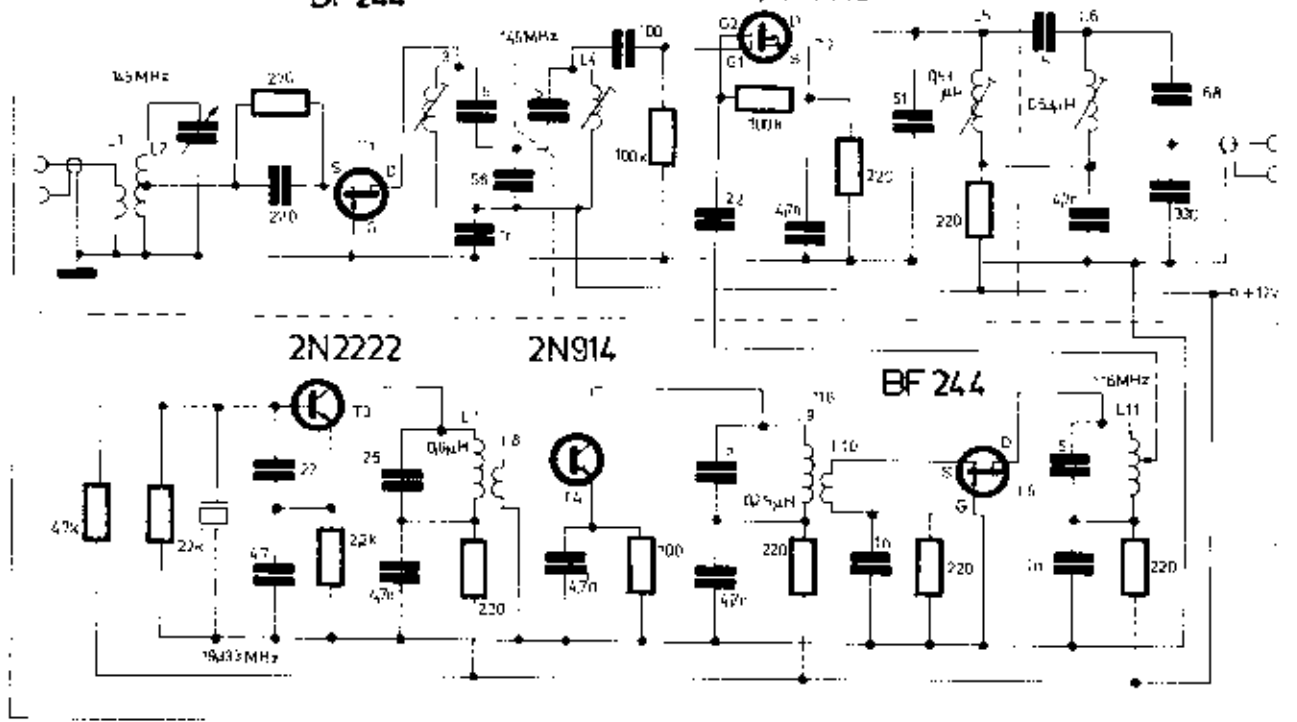
0,22. ábra. Feszültségcsökkentő oszcillátor 144...148 MHz-es rezonáns

hangolható (varicap) 135...137 MHz-es oszcillátor jelét keverjük hozzá. A keverés eredménye 5...7 MHz közötti KF-jel. Ezt a KF-erősítő fel-erősíti és a fázisdetektorra jut, ahol egy 5...7 MHz között hangolható VFO jelével hasonlítjuk össze. Ha a két jel frekvenciájában és fázisában meg-egyeznek, a fázisdetektor kimenetén nincs szabályozójel. Ha a VFO oszcillátor frekvenciája csökkenne, a fel-erősítést szabályozójel a varicap kap-erősítést csökkenti, így visszaáll az eredeti frekvencia. Ha a VFO frekvenci-áját 5 és 7 megahertz között hangoljuk, a fázisdetektor olyan szabályozó jelet ad a varicap-diódára, hogy az oszcill-átor frekvenciája 135 és 137 MHz kö-zött változzon.

Az áramkör részletes kapcsolási rajza a 0,22. ábrán található. A T_1 tranzisztor elapp-kapcsolású kristály-oszcillátor. Kollektorkörében a kvare harmonikák harmonikusára hangolt L_1 , C_1 rezgőkör helyezték el. Eről az L_2 esatoló tekercsen keresztül a jel a T_2 duplázó fokozatra jut. A T_2 kollektor-körében 130 MHz-re hangolt szűvsűrű van, melyről a referenciájel a T_3 keve-rőtranzisztor emitterére jut. A keverő bázisra adjuk a varicap-hangolású vevőoszcillátor jelét. A két jel keve-résből 5-től 7 MHz-ig változó KF-jel keletkezik, melyet a hangolható KF-erősítőre visszük. A keverő kollektor-körében elhelyezett KF rezgőkört egy hármias forgókondenzátor első egysége hangolja. Eről a rezgőkörrel kapacitív leegyezésen keresztül jut a jel a KF-erősítő tranzisztorra, melynek kollektor-körében a hármias forgókondenzátor második egysége hangolja. E rezgő-kör induktívítását a fázisdetektor toroid-tekercsének primerje és a vele sorba kapcsolt vasmagga hangolható L_4 tekercs alkotja. Erre a meghűtési-érté volt szükség, mert a rezgőkörök együttfutásának beállításakor a toroid-tekercs induktívításának változ-tása csak a menetszám változtatásával volna lehetséges, ami igen nehézkes lenne. A toroid-tekercs menetszáma ezért így van megválasztva, hogy pri-mer tekercsének induktívitása kisebb legyen, mint a rezgőkörben szükséges induktívitás, és ezt az L_4 hangolható tekercsrel egészítjük ki az együttfutás-hoz szükséges értékre. A fázisdetek-torhoz csatlakozik még a változatható frekvenciájú oszcillátor, a VFO is. Ezt a forgókondenzátor harmadik egysége hangolja és frekvenciájában együtt fut a KF-rezgőkörökkel. A VFO jele erő-sítőn keresztül kerül a fázisdetektorra. A VFO felerősített jelét, az erősítő kollektoráról a C_2 kondenzátor juttatja a D_1 és D_2 diódákra, melyeknek 0,8 kolonas munkacellenállású a földponthoz képest negatív irányú egyenfeszültség jelenik meg. Ezt szabályo-zás céljából a T_4 oszcillátor-tran-zisztor gate-elektrodájához vezetjük. Ha a T_4 kollektorán nagyobb a jel szintje, a diódák munkacellenállásán nagyobb feszültség keletkezik, ami az oszcillátor-tranzisztor szabályozza. Így biztosítani tudjuk, hogy a fázis-detektorra mindig közel azonos szintű VFO-jel jusson az L_4 esatoló tekercsen

BF 244

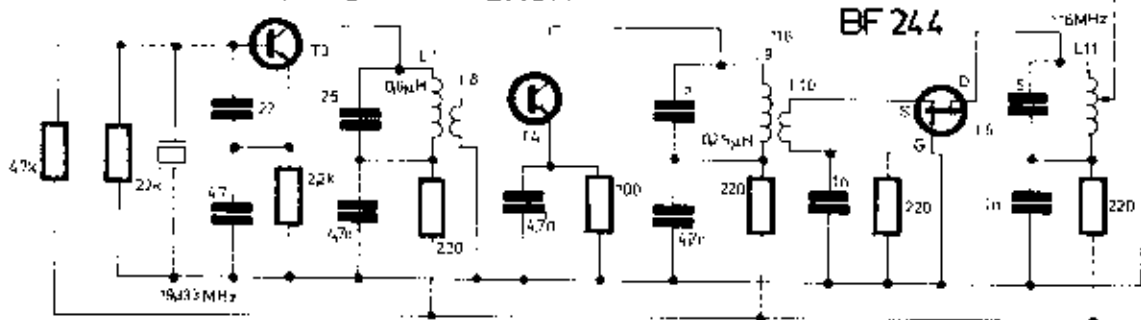
40673, 3N 140



2N 2222

2N 914

BF 244



6.20. ábra. 2128 MHz-es konverter

RF-előerősítő fokozatban kiszajú JFET tranzisztor működik. A földelt gate kapcsolás előnye, hogy nem kell neutralizálni. A bemenő rezgőkörhöz az antenna és a JFET kis impedanciájú bemenete csatlakozik. Az antennacsatlós és a leágazás úgy van megválasztva, hogy a bemenő rezgőkör üzemi Q-ja megfelelően a 2 MHz-es sávzélesség átviteléhez. Az antennacsatlós szorításával és a leágazási pontot feljebb véve a sávzélesség növekszik. A RF-erősítő kimenetéhez alsó kapacitív csatlós sávszűrő csatlakozik. A két rezgőkör tekercsét áruyékolni kell egymástól, hogy induktív csatlós ne lépjen fel közöttük és csak a kapacitív csatlós érvényesüljön. Az alsó kapacitív csatlós az 50 pF-os kondenzátoron keresztül jön létre, melyen mindkét rezgőkör körszáma átfolyik. E kondenzátort nagyobb kapacitására cserélve a sávzélesség csökken, kisebbnél növekszik. A sávszűrő behangolása a tekercs meneteinek összehúzó nyomásával, vagy széthúzásával történik.

A RF-erősítő által felcsoportított jel a sávszűrőről a keverő G_1 elektródájára kerül. A G_2 -re a 116 MHz-es helyi oszcillátor jelét adjuk. A keverő kimenetéről felső kapacitív csatlós sávszűrőn keresztül visszük az útkevert jelet a rövidhullámú vevő antennabemenetére, a sávszűrő szekunder tekercsének kapacitív leágazásán keresztül. A sávszűrő tekercsei vasmag-hangolásának és egymástól áruyékolva (esetleg külön sarleghen) helyezkedniük el. A felső csatlós kondenzátor kapacitásának növelésével a sávzélesség növekszik, csökkentve keskenyedik. A sávszűrő

behangolása a tekercs vasmagjának állításával történik.

A helyi oszcillátor stabil jelét egy 19,333 MHz-es kristály frekvenciájának folsokszorosításából nyerjük. A kristályt a T_1 tranzisztoros oszcillátor emittor-bázisköre kristály clapp-kapcsolásban rozgeti. E tranzisztor kollektorkörében 38,6 MHz-re hangolt rezgőkör van elhelyezve, a kvare második harmonikusának kiemelésére. Ennél a rezgőkörrel induktív csatlósával jut a T_2 tranzisztorra, mely 116 MHz-re háromszoroz. A T_2 tranzisztorban nincs bázisosztója, a tranzisztor a 38,6 MHz-es jel nyitja. A kristály nem kívánt harmonikusainak a keverőtől való távoltartása érdekében a 116 MHz-es jelet földelt gate kapcsolós elválasztó egységen adjuk a keverőre. A T_3 tranzisztor bemenő és kimenő körét a stabilitás érdekében úgy kell elrendezni, hogy ne hassanak egymásra. Az oszcillátor- és sokszorozó részt ár-

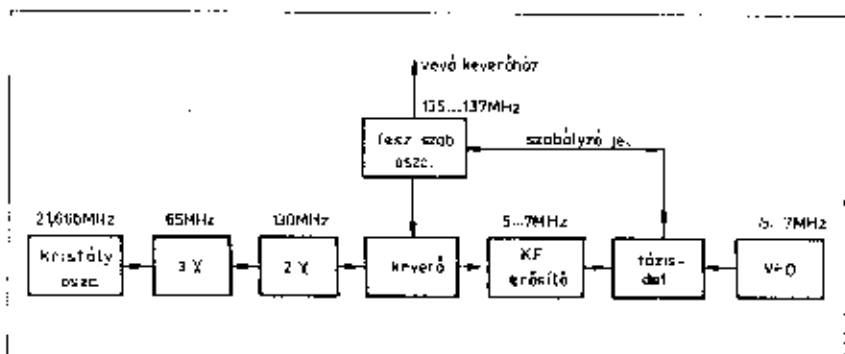
nyékoljuk el a konverter többi részétől, hogy csökkentjük a nem kívánt harmonikusoknak a vevői csatornába történő bejutását.

Fáziszinkronizált oszcillátor (PLL-áramkör) a 2 méteres sávra

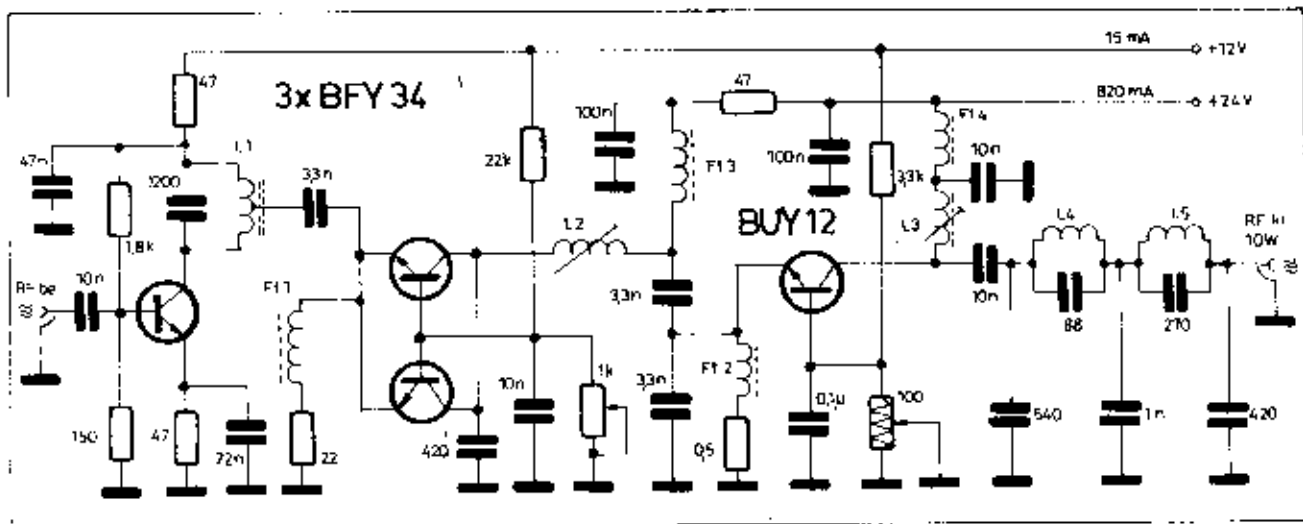
Az oszcillátor 135...137 MHz-ig hangolható és 9 MHz középfrekvenciájú, egyszer transzponált szupervevő oszcillátorának használható. A referencia-kristály eszercijével 10,7 MHz-es RF-hoz is használható.

Az áramkör működését a 6.21. ábrán látható lötvázlat segítségével kísérhetjük figyelemmel.

A bal oldali első műgyűző a referencia kvarcoszcillátor. Ennek jelét háromszorozva 65 MHz áll elő. A következő duplázó fokozat a 130 MHz-es jelet állítja elő, melyet a keverőfokozatba vezetünk, ahol a fűszűlőszaggal



6.21. ábra. PLL-áramkör tömbvázlata



7.51. ábra. 10 W-os B-osztályú erősítő a 3,5 MHz-es sávra. A munkapont helyzetét változtató potenciométerekkel az erősítő lineárisítása állítható

bemenete és kimenete közötti visszahatás aránylag csekély, így a rendszer gerjedése nem hajlamos. A végerősítő tranzisztor esetében a földelt bázisú üzemmód szükséges az is, mert a tranzisztor megadott határfrekvenciája csak ebben a kapcsolásban van az üzemi frekvencia felett, míg az egyébként nagyobb erősítést adó földelt emitteres kapcsolásban a határfrekvencia (f_p) a 100 kHz-ek tartományába kerül.

A végfokozatban alkalmazott BUY 12 tranzisztor megengedett kollektor-disszipációja 70 W, amely érték sokszorososa annak, amelyre kapcsolásunkban igénybe van véve. Ez azt jelenti, hogy nagyobb kimenő teljesítmény is elérhető volna a tápfeszültség növelésével. Teljesítménykorlátozó tényezőként jelentkezik a tranzisztor nagyjelű nagyfrekvenciás viselkedése, amely szerint a határfrekvenciához közeledve a kollektoron a jel amplitúdója egyre csökken.

A 24 V-os egyenáramú tápfeszültség mellett a tranzisztorból kivihető maximális nagyfrekvenciás teljesítmény 11...12 W, de a szűrő kimenetén a veszteségek miatt csak 10 W nyerhető. 24 V tápfeszültség alkalmazása esetén a kollektor optimális terhelő ellenállása 10 és 20 ohm között van. A kimenő szűrő elmei úgy lettek megválasztva, – a kollektor baloldali kapacitásátis figyelembe véve –, hogy az 50 ohmos antennakábel impedanciáját ebbe a szükséges tartományba tegye át.

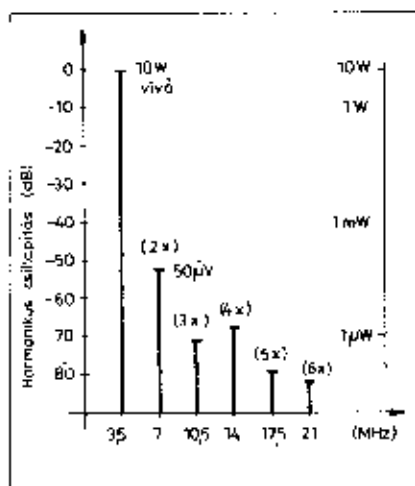
A két tekercset (rezgőkört) tartalmazó kimenő szűrőre mindenképpen szükség van, mert a fokozat nagyszámú és nagy amplitúdójú harmonikus-jelket termel, amely jelek zavarják a 7 MHz-es és a 14 MHz-es amatőr-, valamint az egyéb frekvenciákon dolgozó hivatalos adók forgalmát. A harmonikus-jelek csillapítására vonatkozóan a 7.52. ábra ad felvilágosítást. A kimeneti szűrő alkalmazásával a második (legerősebb) harmonikus szintje a vívőhöz képest már 53 dB-lel kisebb, ami megfelel 50 μW-os teljesítménynek (0,05 mW). Ez a jelzést már gyakorlatilag nem zavarja a 7 MHz-es sávban a forgalmat. A kimeneti szűrő alkalmazása nélkül a 7 MHz-es sávban nyerhető nagyfrekvenciás teljesítmény kihangolt kollektor esetén 3 W.

A kimeneti szűrő egy aluláteresztő szűrő, amelynek levágási frekvenciája 5 MHz. A végerősítőnek a sávba való hangolása az L₃ kollektorköri tekercsel történik. Mivel a rendszer relatív szélessávú az egy amatőrsávon belül, ezért a kollektorkör hangolását csak egyszer kell elvégezni.

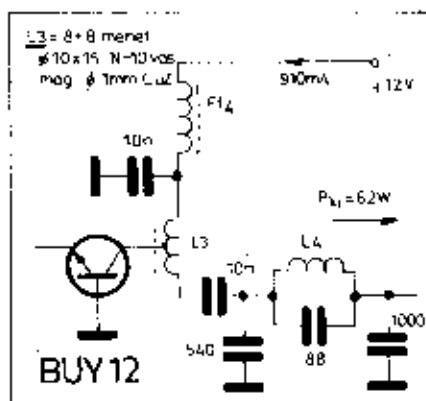
Üzem alatt a tranzisztorok áramfelvétele nem túlzottan nagy, de elegendő ahhoz, hogy hűtőbordákat kelljen alkalmaznunk. A BFY 34-es tranzisztorok mindegyikén egy-egy „hűtőcsillag” elegendő hűtést biztosít, míg a végerősítő tranzisztorot egy kb. 200 cm² felületű hűtőbordára kell szerelni.

Folyamatos üzem esetén a végerősítő tranzisztor külső hőmérséklete kb. 45°C-ra emelkedik.

Egyetlen gépkocsi-akkumulátor használata esetén csak logfoljabb 12 V tápfeszültség áll rendelkezésünkre. Ilyenkor a legnagyobb kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény érdekében meg kell változtatnunk a végerősítő kollektorkörét a 7.53. ábra szerint. A kisebb kollektorfeszültség egyben alacsonyabb optimális impedanciát is igényel és ezért az L₃ tekercset új menetszámmal központoságazásossá kell tennünk. Ezáltal egy autotranszformátor jön létre, amely az impedanciát alacsonyabb értékre állítja be. A 12 V-os tápfeszültség mellett a kivihető maximális nagyfrekvenciás teljesítmény 6,2 W, amely táviró üzemben még mindig nem tebecsülendő teljesítmény egy QRP-adó esetében. A kollektorkör módosított kivitele mellett a fokozat által felvett kollektoráram kismértékben megnő.



7.52. ábra. A kimeneti szűrő hatására a harmonikus-jeltek közepében alacsony teljesítményszintet képviselőnek



7.53. ábra. A meghajtó és végfokozat 12 V-os tápfeszültség esetén így módosított a BUY 12-es kollektorköre. A kimenő teljesítmény 6,2 W-ra csökken

A földelt emitteres kapcsolás

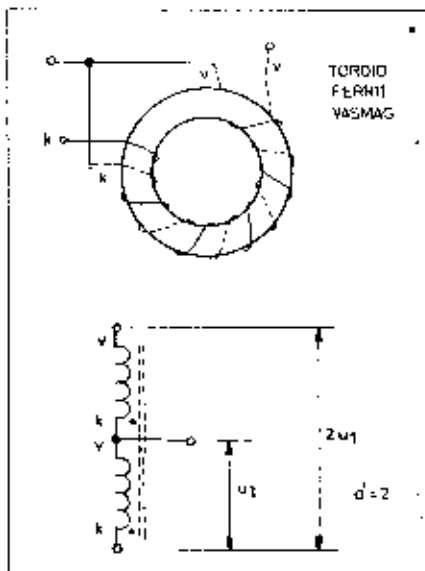
Azoknál a tranzisztoroknál, amelyeknél az f_T határfrekvencia az üzemi frekvenciánál lényegesen nagyobb, jól alkalmazható a földelt emitteres kapcsolás. Ebben a kapcsolásban ugyanis a fokozat teljesítményerősítése (P_{k1}/P_{be}) nagyobb, mint a földelt bázisú kapcsolásban. Földelt bázisú kapcsolásban 4...8 dB, míg földelt emitteres kapcsolásban működő fokozatoknál 10...18 dB erősítéssel számolhatunk.

A 7.48. ábrán egy kb. 1 W kimenő teljesítményű QRP végfokozatot mutat, földelt emitteres kapcsolásban. Az alacsonyabb sávokban (3,5 és 7 MHz) tank-körös kollektorköri megoldás is alkalmazható a csöves kapcsolások hagyományos stílusában. A magasabb frekvenciájú sávokban (14...28 MHz) a pi-illesztőtag egyszerűbben kivitelezhető.

A tranzisztor optimális terhelő ellenállása meglehetősen kicsi az alacsony szintű tápfeszültség és a relatív nagy kollektoráram következtében. Az optimális kollektorköri terhelőellenállás B-osztályú és C-osztályú munkaponti beállításban a következő:

$$R_{c\text{ opt}} \approx 0,8 \frac{U_T}{I_c}$$

ahol U_T a kollektor tápfeszültsége (V), I_c a kollektor által felvett egyen-



7.50. ábra. A toroid transzformátor tekercselése és a bifilárisan tekercselést két tekercs összeköttetése

áram (A) és $R_{c\text{ opt}}$ az optimális terhelőellenállás (ohm).

Mivel az optimális kollektorköri terhelőellenállás többnyire 10...500 ohm értékek közé esik, a hangoló elemeknél nagykapacitású kondenzátorok és kis

induktivitású tekercsek fordulnak elő. Az optimális terhelőellenállás értéke a közepes teljesítményű tranzisztoroknál közel kerül az 50 és 75 ohmos koaxiális kábelek hullámellenállásához és így az illesztést biztosító impedancia-transzformációs áttételi (á) az egységhez közeli érték.

A kollektorköri botranszformált antenna-impedancia alacsony valószínűleg jelentős csillapítást ad a kollektorköri rezonancia elemekre. Ennek következtében könnyen megvalósíthatók olyan kapcsolások, amelyek szélessávú működéssel és hangoló elemek nélkül több rövidhullámú sávot is átfoghatnak. A 7.49. ábrán látható szélessávú B-osztályú végerősítő a 2...30 MHz-es tartományban használt kollektorköri hangolás nélkül. A szélessávú kapcsolásokra jellemző az 1:1 áttételi arányú, bifilárisan tekercselést toroid illesztő transzformátorok használata. A 7.50. ábra szerint kapcsolt bifiláris transzformátor feszültségátviteli $a=2$ és impedancia-átviteli ennek megfelelően négyszeres. Nagyobb impedancia-átviteli (pl. 16-szoros) elérésére két transzformátor sorba kapcsolható. A primer tekercs induktivitása a legáltalánosabb átvinni számukozott frekvenciához igazodik az alábbi összefüggés szerint:

$$L_p = 0,15 \frac{R_{c\text{ opt}}}{f} \quad (\mu\text{H}) \quad (\text{ohm}) \quad (\text{MHz})$$

10 W_{pep} teljesítményű tranzisztoros erősítő a 3,5 MHz-es amatőrsávra

HASBK

Jelen leírásunk egy 10 W_{pep} kimenő teljesítményű, háromfokozatú tranzisztoros teljesítményerősítő láncot ismertet. A kapcsolással és a mérési eredmények közreadásával segítséget kívánunk nyújtani azoknak az amatőröknek akik félvezetőes adó-vóvó készülék építésébe kívánnak fogni.

A négy tranzisztorot tartalmazó erősítőlénc alkalmas arra, hogy egy egyszerű VFO-ról (vagy adó-vóvó esetén egy kisteljesítményű adó-keverőről) meghajtható legyen, mivel a 10 W_{pep} kimenő teljesítményhez mindössze 0,2 W_{pep} meghajtó teljesítmény szükséges. Ezt a relatív alacsony teljesítményszintet bármilyen kisteljesítményű követő, vagy erősítő tranzisztor szolgáltatni képes. Az erősítőlénc első tagja A-osztályú beállításban lineáris működésű, míg a meghajtó és végerősítő tranzisztorok lineáris B-osztályú beállításban dolgoznak.

Az erősítőlénc kapcsolási rajza a 7.51. ábrán látható. A kb. 0,1 V_{BR} amplitúdójú bemenő nagyfrekvenciás jel az első tranzisztor bázisára csatlakozik. Ez az előerősítő fokozat földelt emitteres kapcsolású. A bemeneti impedanciát a 150 ohmos ellenállás és a BFY 34 tranzisztor bázis-úldali bemeneti impedanciája állítja be a szabványos 50 ohmos értékre. Az A-osztályú erősítő kollektorkörében a sáv

Műszaki adatok

Üzemi frekvenciasáv:	3,5...3,8 MHz
Üzem mód:	B-osztályú erősítő
Bemeneti impedancia:	50 ohm
Meghajtó teljesítmény:	0,2 mW _{pep}
Kimenet terhelő impedanciája:	50 ohm
Hartuonikusok szintje:	50 μW
Egyenáramú bemenő teljesítmény:	U _T = 12 V U _T = 24 V
Nagyfrekvenciás kimenő teljesítmény:	11 W 20,5 W
Vég- és meghajtó fokozat áramfelvétele:	6,2 W 10 W
	970 mA 880 mA

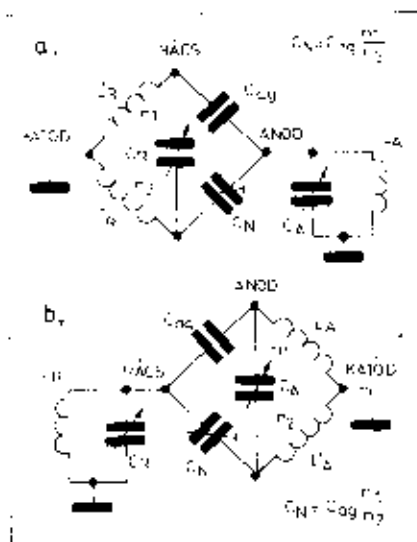
közepére (3650 kHz-re) lehangolt rezgőkör van, amelyet a két párhuzamosan kapcsolt BFY 34-ből álló meghajtó fokozat jelentősen csillapít. Az emittoroldali impedanciával csillapított L₂ rezgőkör terhelő tónyezője (Q₂) annyira alacsony, hogy a kör szélessávban átfogja a teljes 3,5 MHz-es amatőrsávot.

A két párhuzamosan kapcsolt BFY 34-os tranzisztor kb. 1 W_{pep} teljesítménnyel hajtja meg a végerősítő emittorkörét. Ebből a fokozatból maximálisan kb. 2 W teljesítmény volna nyerhető, ha arra szükség lenne. A két tranzisztor nyugalmi árama nagyfrek-

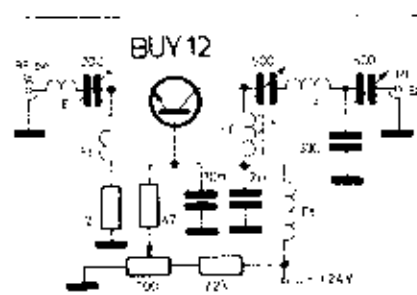
kvenciás vezérlés nélkül kb. 15 mA, amely érték a P₁ potenciométerrel szabályozható.

Az illesztés a meghajtó fokozat kollektorai és a végerősítő tranzisztor emittora között pi-taggal (Collins-szűrő) van megoldva. Ezzel a kapcsolással ugyanis megvalósítható az a nagyon nagy áttételi viszony, amely a kb. 100 ohmot igénylő párhuzamos kollektor és az 1 ohm körüli impedanciát képviselő emittor-bemenet között szükséges.

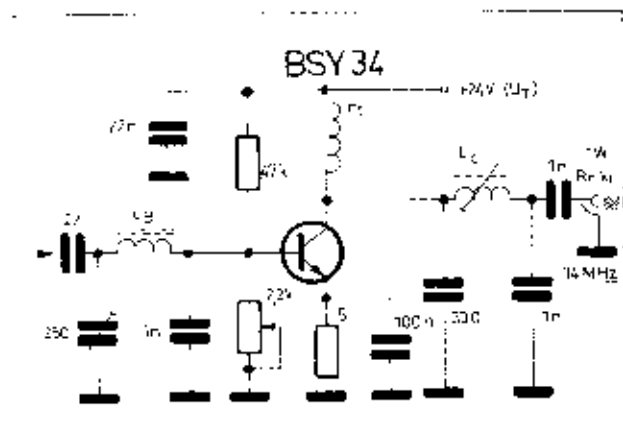
Mind a meghajtó, mind a végerősítő fokozatban a földelt bázisú üzemmód azzal az előnnyel jár, hogy a fokozatok



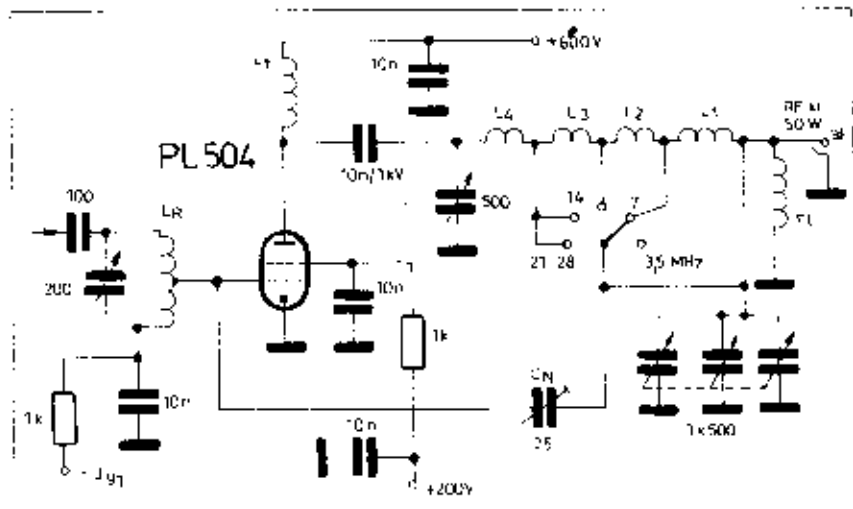
7.44. ábra. A neutralizáció hiddkapcsolás kiegyenlítésén alapul. Kiegyenlített állapotban a kimenet nem hat vissza a bemenetre. Az ekvivalens kapcsolás rácsoldali fázisfordítás esetén (a) és anódsoldali fázisfordításnál (b)



7.46. ábra. 28 MHz-es, földelt bázisú tranzistoros végfokozat. A munkapont a 100 ohmos potenciométerrel szabályozható



7.48. ábra. 1 W kimenő teljesítményű földelt emitteres végfokozat

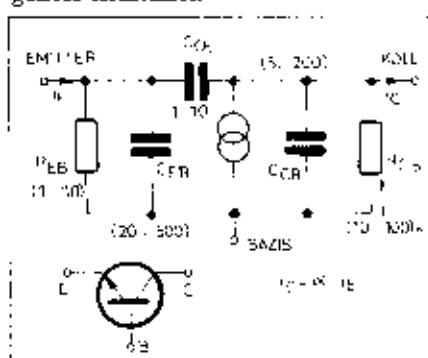


7.45. ábra. Collins-szerűvel kivitelezett földelt katódú pentódás végerősítő fokozat neutralizációja. A fázisfordítást a rezonanciára hanguli pi-szűrő automatikusan létrehozza

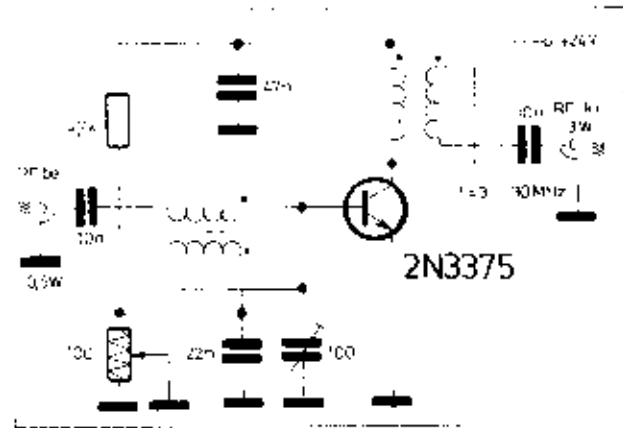
ter-oldali bemenő impedanciája a BUY 12 esetében 1...5 ohm körül van. Így a bemenetre kapcsolt soros rezgőkör tulajdonképpen illesztési feladatot lát el az 50 ohmos kábel és a tranzistor között. A tranzistorok emitter-oldali bemenete a néhány ohmot kitevő valódi ellenállás mellett jelentős nagyságú párhuzamos kapacitást is képvisel. Egy földelt bázisú tranzistor ekvivalens kapcsolása látható a 7.47. ábrán. A C_{CB} kapacitás (a bázis-emitter dióda rétegekapacitása) a 100...500 pF-ot is elérheti nagyobb tranzistoroknál. Ugyancsak jelentős a C_{CB} kollektoroldali kapacitás is, amely a kimeneti rezgőkör párhuzamos kapacitásként értelmezhető.

A 7.48. ábra kapcsolásából kb. 3...5 W hasznos kimenő jel nyerhető

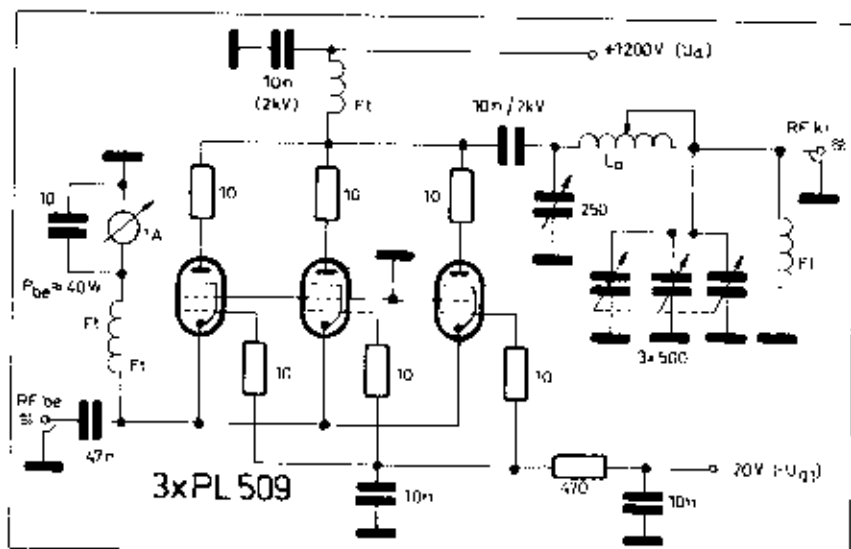
a 7 MHz-es sávban, míg 3,5 MHz-en a fokozat több mint 10 W teljesítményt szolgáltat a neki megfelelő rezgőköri elemekkel.



7.47. ábra. A földelt bázisú tranzistor helyettesítő képe a bemeneti és kimeneti impedanciákkal



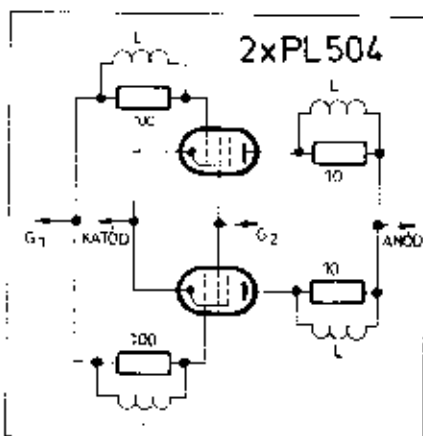
7.49. ábra. Szélessávú végerősítő fokozat földelt emitteres kapcsolásban. A széles sávú illesztést az 1:1 áttételi toroidtranszformátorok biztosítják



7.41. ábra. Párhuzamosan kapcsolt ezines-TV sorvegerőnek földeltrácsi kapcsolásában. A kimenő teljesítmény kb. 400 W. Az anód feszültség 800 V-ra való csökkentés esetén a vesztőrés is leföldelhető. Ilyenkor a kimenő teljesítmény 280 W

maznak belső árnyékolást és így a pontóda felépítés ellenére is néhány pF-os anód-rács kapacitással is bírhatnak. Ezen nemkívánatos belső kapacitás pozitív visszacsatolást képes létrehozni a nagyimpedanciájú bemenet és kimenet között. Ez begerjedéshez vezet, ha a csatlakozó rezgőkörök frekvenciáján.

Az anód-rács kapacitás (C_{ag}) hatásának semlegesítésére mutat megoldásokat a 7.43. ábra, tank-körrel kivitelezett fokozatok esetében. A neutralizálás lényege az, hogy a cső rácán a neutralizáló kondenzátoron keresztül odavezetett ellenfázisú jellel ki lehet oltani a C_{ag} belső kapacitáson érkező jelet. Az ellenfázis létrehozása történhet rácásoldali, vagy anódoldali fázisfordítással. A neutralizálás a C_N -en keresztül hűdkapcsolásban történik, mint azt a 7.44. ábra mutatja. A kapacitív és induktív tagokat tartalmazó híd ki-



7.42. ábra. Adócsövek párhuzamos kapcsolása. Az ultrarövidhullámú gerjedékenységet az ellenállásokkal csillapított URH (néhány menetes) fajtűtekercsek akadályozzák meg

gyenlítésékor a rácára nem jut vissza a kimenetről jel.

Collins illesztő taggal ellátott vég-erősítő fokozatok is neutralizációra szorultak. Nyen esetben az anódoldali fázisfordítást a pi-szűrő önmaga elvégzi a megosztott kapacitáisi (C_1 és C_2) révén. A kapcsolást a 7.45. ábra mutatja.

A tranzistoros végerősítő fokozat

Bár a nagyfrekvenciás teljesítmény-erősítő tranzisztorok nehezen hozzáférhetőek az amatőrök számára, elterjedésükkel számolnunk kell. Néhány watt kimenő teljesítményre már több kapcsolás jelent meg a hazai szakirodalomban, olyan kapcsolások, amelyek megépített készülékeket takarnak és egyikük-másikukban elérhető tranzisztorok szerepelnek.

Általában érvényes az a megállapítás, hogy az erősítő tranzisztor határfrekvenciájának 3...5-ször nagyobbak kell lenni a fokozat üzemi frekvenciájánál. Földelt emitteres kapcsolásban az f_B földelt bázisú kapcsolásban az f_1 határfrekvenciával kell számolnunk. A két mennyiség között az alábbi az összefüggés:

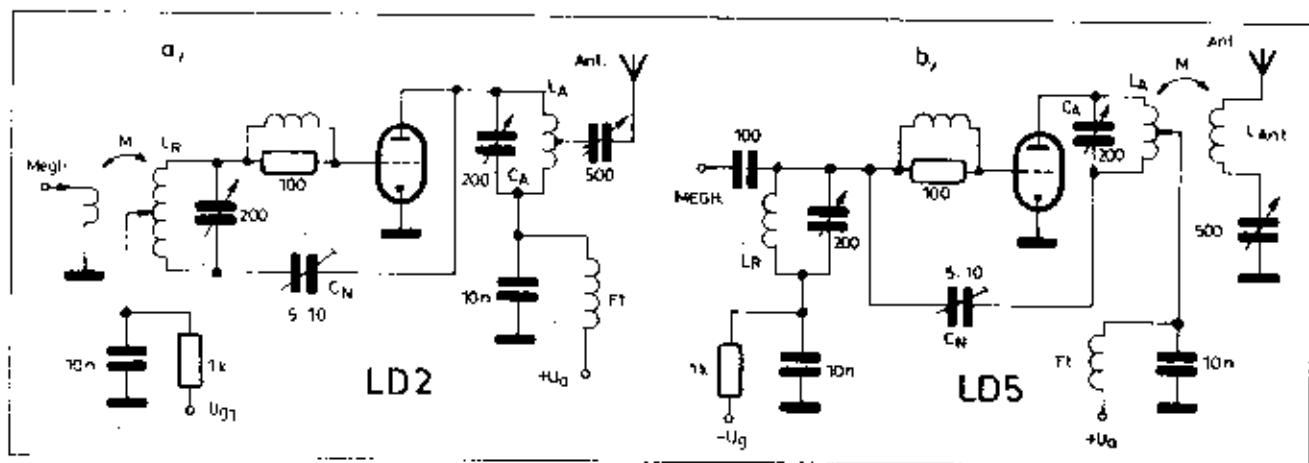
$$f_T \approx h_{21} \cdot f_B \quad \text{vagy}$$

$$f_B \approx \frac{f_T}{h_{21}}$$

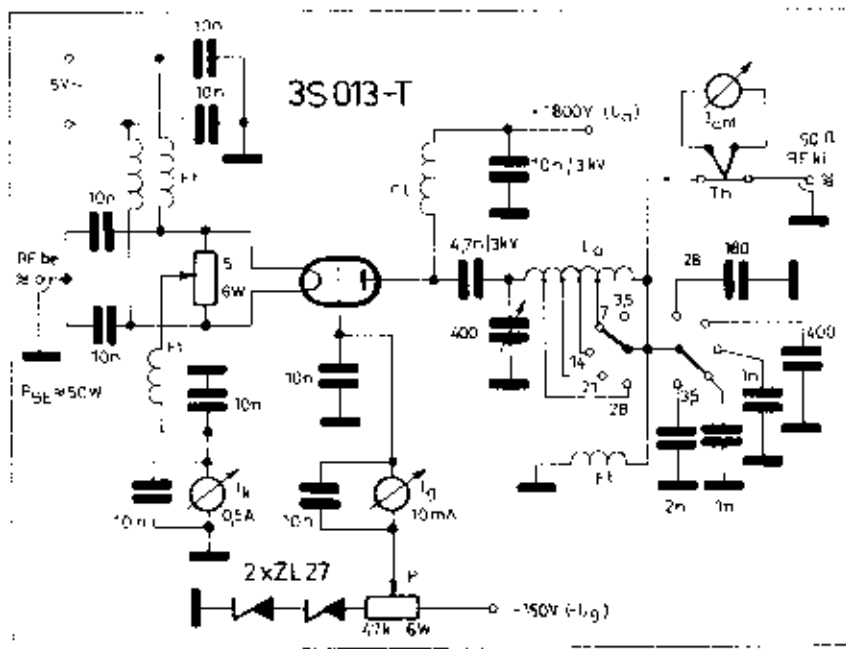
ahol h_{21} a tranzisztor alacsonyfrekvenciás áramerősítési tényezője (β)

A földelt bázisú kapcsolás

Mivel a földelt bázisú kapcsolásban nagyobb a tranzisztoros fokozat határfrekvenciája, könnyebb találni ehhez a megoldáshoz nagyobb teljesítményű típusokat. A 7.46. ábra egy földelt bázisú B-osztályú erősítő ábrázol. A kapcsolás jellemzők a látzólag soros rezgőkörök. A tranzisztor emit-



7.43. ábra. Földelt katódú triódus végerősítő fokozat két különféle neutralizációjú: rácásoldali (a) és anódoldali fázisfordítás (b)



7.39. ábra. Földeltrásvú triódával kivitelezett ötévós végfokozat. A cső fűtése bifilárisan tekercselt fűtőkörrel megoldva. A kivethető nagyfrekvenciás teljesítmény kb. 400 W

séges neutralizációt alkalmazni. A fokozatra jellemző a relatív alacsony bemenő impedancia, amelynek értéke a katódon mérve:

$$R_{be} = (1 \dots 2) \cdot \frac{1}{S}$$

ahol S a cső meredeksége (mA/V) és R_{ka} a bemenő ellenállás (kohm).

Mivel a modern csöveknél az S meglehetősen nagy érték (10...20 mA/V), azért a fokozat bemenete közel optimális illesztést ad az 50 és 75 ohmos koaxiális kábelekhöz.

A földeltrásvú fokozat meghajtó feszültsége hozzáadódik a cső anódfeszültségéhez és ezért azt mondhatjuk, hogy a meghajtó teljesítmény hozzáadódik a kimenő teljesítményhez. Földeltrásvú kapcsolásban tetródák és pentódák is alkalmazhatók a 7.40. ábra szerint, szokásosan kivitelezett segédtrásvú körrel.

Amatőrök gyakran alkalmazzák a 7.41. ábra kapcsolását akár egyetlen, akár több párhuzamosan kapcsolt elektroncsővel. A kapcsolás szokatlansága abban rejlik, hogy a két cső rács

(G_1 és G_2), vagy esetleg a harmadik rács (G_3) is egyöntetűen a földre van kötve. Így a cső olyan triódként működik, amelynek rács-előfeszültség nélküli nyugalmi anódfáramma közel zérus értékű, illetve nagyjából pont annyi, mint annónyi a lineáris B-osztályú működéshez szükséges. A nyugalmi anódfáram az anódfeszültségtől erősen függ és így nagyobb anódfeszültségeknél (pl. 800...1000 V) előfeszültséget is kell a csöveknek biztosítani.

Adócsövek párhuzamos kapcsolása

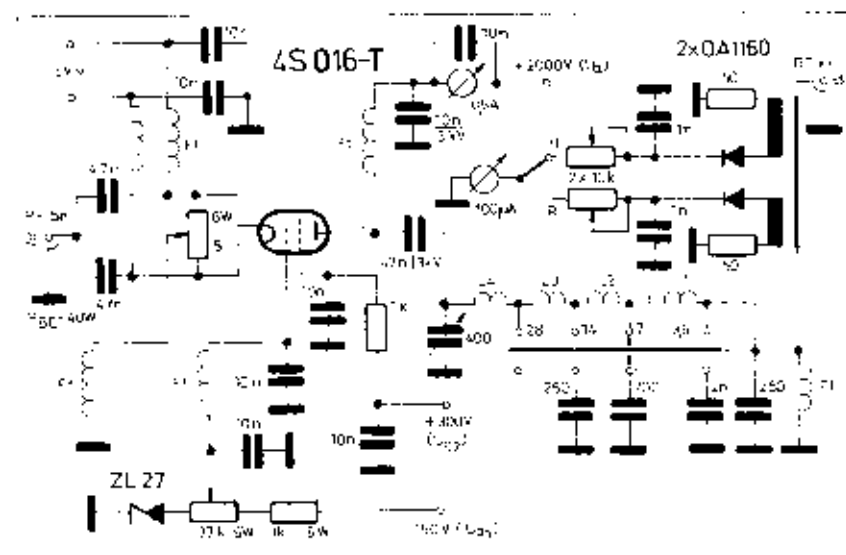
Gyakran fordul elő, hogy a szükséges nagyfrekvenciás kimenő teljesítmény egyetlen csőből nem vehető ki, nagyobb disszipációjú cső viszont nem áll rendelkezésünkre. Ilyenkor kettő, vagy több azonos típusú elektroncső párhuzamos kapcsolásával növelhető a kimenő teljesítmény. Elméletileg a csövek szárnával arányosan növekszik a kimenő teljesítmény, de a csőparaméterek szórása, valamint a megnövekedett elektródakapacitások miatt a gyakorlatban mindig kb. 10...20%-kal kisebb teljesítmény nyerhető, mint azt várnánk.

A párhuzamos kapcsolás a megfelelő elektródák összekötését jelenti. Sajnos azonban, hogy az összekötő vezetékek induktivitásai az elektródakapacitásokkal *ultra-frekvenciás rezgőköröket képeznek* és a rendszer az így megrögzített magas frekvenciákra gerjedésre hajlamosabb válik, esetleg egyértelműen be is gerjed. A hangerjedés megakadályozására a relatív alacsony üzemi frekvenciákon a párhuzamos kapcsolás kialakítása mellett az összekötő vezetékek által képviselt URH rezgőköröket ohmos ellenállásokkal erősen csillapítani kell. Ezen megoldásra mutat példát a 7.42. ábra. Az elektródák (rács és anód) néhány meteres URH fojtótekeressékké vannak a bemenő és kimenő vezetékekhez csatlakoztatva, amely fojtótekeressék jóságú tényezőjét (Q) egy-egy kísértekü párhuzamos ellenállás rontja le olyan alacsony szintre, hogy URH-bezgerjedés soha nem lép fel.

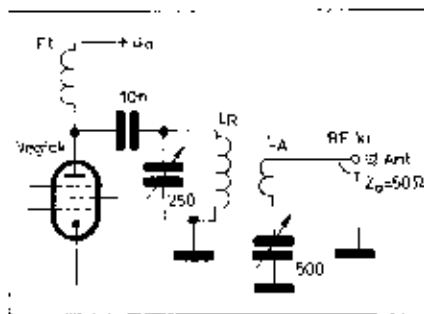
A csövek párhuzamos kapcsolásánál a bemeneti és a kimeneti kapacitások is megnövekszenek, esetleg olyan nagy mértékben, hogy a 28 MHz-en való üzemi esetén már elfogadhatatlannul kis méretű rácskörü vagy anódkörü tekercsek adódnak. Ennek kivédése csak egyetlen, de nagyobb teljesítményű adócsővel lehetséges.

Neutralizálás

Bár ma már a rövidhullámú amatőr adókban nem használják trióda végcsöves csövet (kivéve a földeltrásvú fokozatokat), mégis meg kell említenünk a *neutralizációt* – másnéven *semlegesítést* – mechanizmusát. A nagy anódrács kapacitású sorlejtető csövek, illetve azok a csövek, amelyek nem RF-üzemre készültek, nem talál-



7.40. ábra. Teljesítmény-erősítő földeltrásvú tetródával. Az antennakörben iránycsatolókkal indikálható a hulladó és a reflektált teljesítmény. A kimenő teljesítmény kb. 450 W



7.37. ábra Soros rezgőkörrel kihangolt antennakör

hajtóteljesítmény-igény következtében inkább valamely már meglevő, de nem elegendő teljesítményű elő „megfejtésre” építünk, elsősorban versenyeken való alkalmasságra. Ezeket az ilyen célra épült teljesítményerősítő egységeket a repüléstechnikától átvett műszóval „átnevezetőknek” (afterburner) nevezik.

A 7.34. ábrán néhány az amatőr gyakorlatban előforduló közepes teljesítményű adócsövet mutatunk be.

A 7.35. ábrán földelt katódú, pentódával kivitelezett végerősítő fokozat látható. A B-, vagy C-osztályú munkapont a vezérlőreces előfeszítéssel állítható be. A B-osztályú (lineáris) üzemmód esetén az RF meghajtás nélküli „nyugalmi” anódszám a teljes kivételéhez tartozó anódszámnak 10...20%-ára állítandó be.

A cső anódkörében egy úgynevezett „tank”-kör képviseli a vívőfrekvenciás munkaellenállást. A csőből kivethető maximális teljesítmény előírása érdekében a csőnek optimális értékű anódköri munkaellenállásra kell dolgoznia. B-osztályú munkapont esetén (és közelítőleg C-osztályú beállítás esetén is az optimális anódköri impedancia:

$$R_{\text{opt}} \approx 2 \frac{U_T \cdot C_{\text{min}}}{I_{\text{ap}}}$$

ahol R_{opt} az optimális anódköri impedancia (kohm), U_T a fokozat anódfeszültsége (V), C_{min} a cső anódfeszültsége (V) és I_{ap} az anódszám (mA).

A cső anódszáma (I_{ap}) csak a karakterisztikából határozható meg, míg az anódegyenáram és az anódegyenáram között B-osztályú üzemmódban az alábbi összefüggés van:

$$I_a = (0,3 \dots 0,45) \cdot I_{\text{ap}}$$

Az optimális anódköri munkaellenállás az anódegyenárammal kifejezve:

$$R_{\text{opt}} = (0,6 \dots 1) \frac{U_T - U_{\text{min}}}{I_a}$$

A kivérelési viszonyokat és az optimális anódköri impedanciát a 7.36. ábra mutatja. Az U_{min} általában 20...100 V értékű szokott lenni a cső típusától függően.

Az antenna által képviselt impedanciát a cső anódköréhez illeszteni kell. A 7.35. ábra kapcsolásában az illesztőt

az L_A és L_A egymáshoz szorosan csatolt tekercsek menetszámainak aránya adja az alábbi képlettel szerint:

$$a = \frac{n_A}{n_B} = \sqrt{\frac{R_{\text{ant}}}{R_{\text{opt}}}}$$

ahol a a menetszám-átvitel és R_{ant} az antenna impedanciájának ohmos összetevője.

Az anódköri hangoló kapacitás (forgókondenzátor) optimális értéke függvénye az üzemi frekvenciának és az anódköri optimális terhelőellenállásnak az alábbi összefüggés szerint:

$$C_1 = \frac{3200}{f \cdot R_{\text{ant}}}$$

(pF) (MHz) (kohm)

Ez az összefüggés nem csak a tankkör, hanem a π -illesztő tag anódköri kapacitásának meghatározására is alkalmazható.

Ha az antennatekercs (L_A) nem hozható szorosan csatolásba a rezgőköri tekercsel (L_B), akkor előszerű az antennakört egy soros kondenzátorral rezonanciára hangolni (7.37. ábra). Így sávszűrő keletkezik, aminek az az előnye, hogy a 4 dB reaktáns elem következtében a harmonikusokra fokozottabb csillapítást ad.

Az amatőr edőkánál leginkább elterjedt anódköri illesztő áramkör az úgynevezett Collins-szűrő, vagy más néven π -illesztőtag (7.38. ábra). Ez az illesztő áramkör egy rezonáns aluláteresztő szűrő három reaktáns taggal. Az áttétel (a) és C_1 kapacitás az előzők szerint számítható, míg a C_2 kimenő oldali kondenzátor kapacitáserőtléke az alábbi képlettel határozható meg

$$C_2 = \frac{3200}{f \cdot R_{\text{ant}}}$$

(pF) (MHz) (kohm)

A kondenzátorok kapacitásaránya az áttétel négyzetét adja. Ebből a C_2 értéke:

$$C_2 = C_1 \cdot \frac{R_{\text{ant}}}{R_{\text{opt}}} = C_1 \cdot a^2$$

A fenti képletek $Q_1 = 20$ terhelő körjósági tényező esetén érvényesek, illetve az adott értékekkel 20-as jósági tényező áll be. A π -tag tekercsének induktivitása:

$$L_1 = \frac{1 + \frac{R_{\text{ant}}}{R_{\text{opt}}}}{40 \cdot f \cdot C_2} \cdot 10^6$$

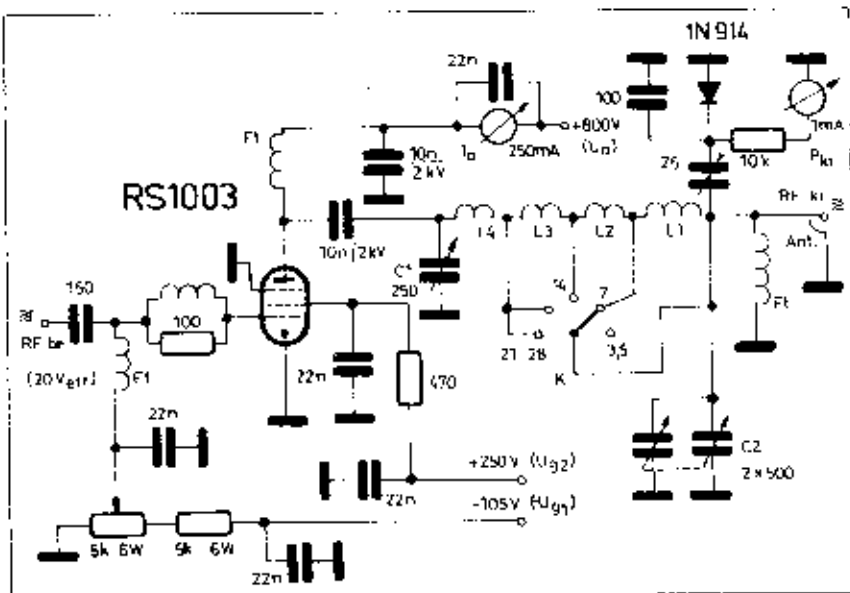
(μ H) (kohm) (MHz) (pF)

Az illesztőtag második kondenzátorként is forgókondenzátort alkalmazva szélsőséges impedanciával bíró antennák illeszthetők a végerősítő csőhöz. A C_2 kondenzátorral az antenna impedanciájának reaktáns komponense (induktív vagy kapacitív összetevője) is kihangolható. Ezáltal a π -tag különösen alkalmas a hullámhosszhoz képest nagyon rövid (short-wire) és nagyon hosszú (long-wire) méretű antenna kihangolására.

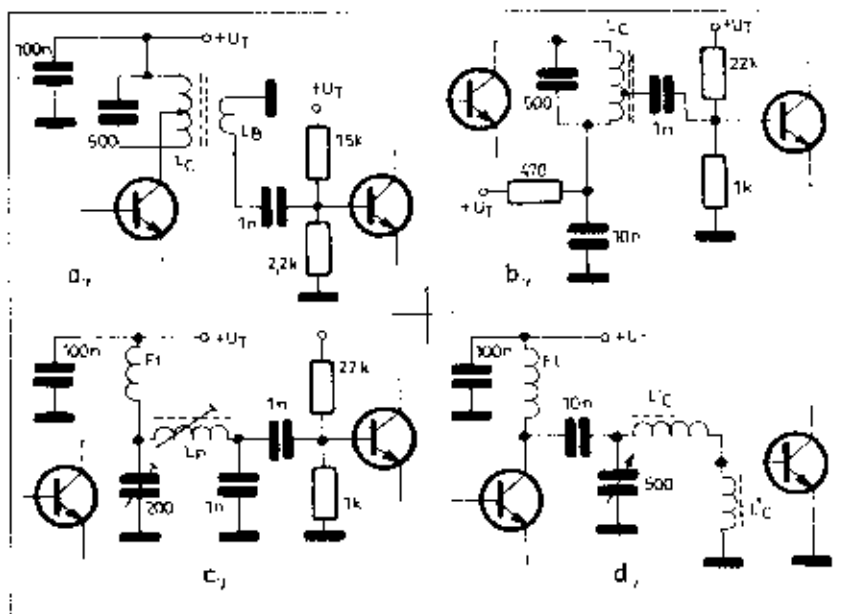
Az 50 és 75 ohm hullámimpedanciájú koaxiális antennakábel illesztéséhez meglehetősen nagy C_2 kapacitás szükséges, amely nem minden esetben változtatható meg forgókondenzátorral. Ilyen esetekben a C_2 -t kapcsolhatóvá kell kivitelezni.

A földelés csatlakozás

Ahban az esetben, ha relatív nagy meghajtó teljesítmény áll rendelkezésünkre, alkalmazhatjuk a 7.39. ábrán bemutatott kapcsolást. A földelésű erősítő triódákkal is jól kivitelezhető, mert a földelt vezérlőreces hatásosan árnyékolja a fokozat be- és kimenetét egymástól és így nem szük-



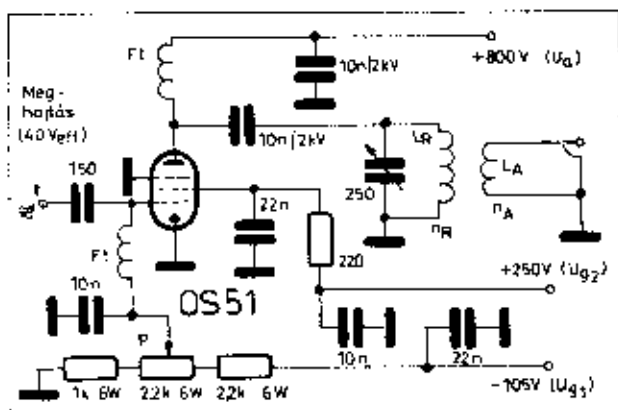
7.38. ábra. 100 W-os ótvázas végerősítő fokozat kapcsolási rajza. Az anódkörben áramként átkapcsolható Collins-szűrő található



7.33. ábra. Ösztölő áramkörök triasztoros fokozatok között. Ösztölőteheresen kivétel (a), ledgázváma (b), pi-illesztő áramkör (c) és megosztott tekercsű rezgőkör (d)



7.34. ábra. Különböző teljesítményű adócsövek amatőr készülékek számára. Balról jobbra: 6L 81 L; 6L 803; PL 504; QZ 06(20); 6 L 6; 807; RS 1003. Az ezen csövekkel elérhető nagyfrekvenciás kimenő teljesítmény 2 W és 100 W határok között van



7.35. ábra. Földelt katódú végcsöves fokozat tank-körrel. A kimenő teljesítmény kb. 60 W

ha a megfelelő tranzisztortípus rendelkezésre áll. Az 50 - 100 - 200 W-os kimenő nagyfrekvenciás teljesítmények előállítására ma még csak elektroncsövekkel gazdaságos. A nagyfrekvenciás teljesítményerősítő csövek csak annyiban különböznek a hangfrekvenciás és TV soroltérítő típusoktól, hogy belső anyékolásuk révén az anód-rács kapacitása (C_{ar}) kisebb.

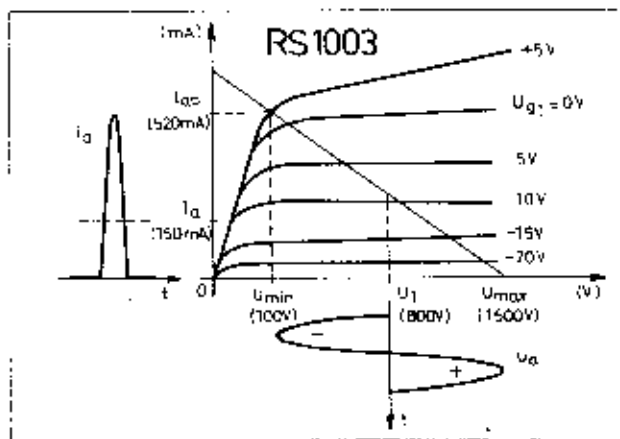
A végcsöves fokozat működésére az egyik legjellemzőbb adat a fokozat hatásfoka, amelynek értéke a cső és az azamkör tulajdonságaitól függően a gyakorlatban

$$\eta = 0,5 \dots 0,7$$

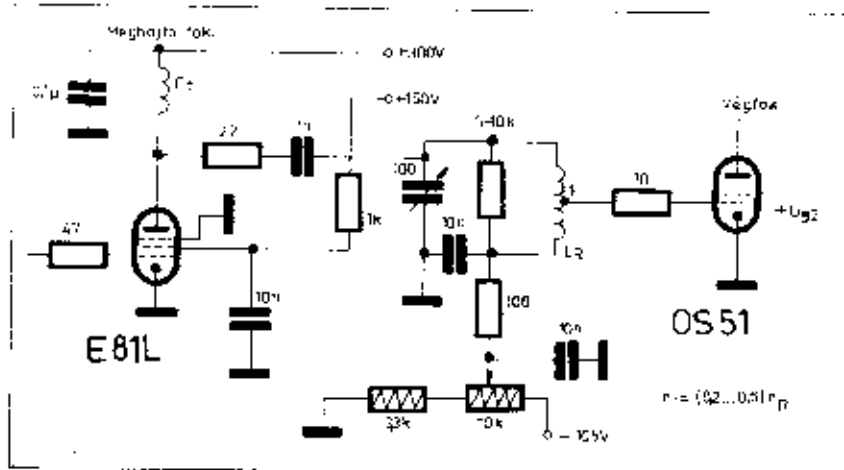
érték között szokott lenni. Ez azt jelenti, hogy a fokozatba bevezetett egyenáramú anód-teljesítménynek 0,5...0,7-szerese vehető ki nagyfrekvenciás teljesítményként az antenna ráplálására.

Az adókat a végfokozat teljesítménye szerint szokás kategorizálni, vagy a bemenő egyenáramú anódteljesítmény, alapján. A lehető legnagyobb kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény érdekében a cső beállításánál a legnagyobb hatásfok elérésére kell törekedni. A legnagyobb hatásfokot a C-osztályú beállítás adja, amelynél a cső hatásfoka (csak a cső) elérheti a 78%-ot is. A C-osztályú végcsöves csak táviró vagy PSK-üzeműben használható. Az SSB-fónia üzemmód nagyfokú amplitúdó-linearitást igényel, amely csak A- vagy B-osztályú beállítás hatásfoka csak legfeljebb 50%, minden SSB-üzemben is működő végcsöves fokozat B-osztályú munkaponttal dolgozik, kb. 60...65%-os hatásfokkal.

A végcsöves csövek lehetnek triódák, tetródák vagy pentódák. A kapcsolás földelt katódú vagy földelt rácslé lehet. A földelt katódú elrendezés mellett a relatív nagy impedanciájú rácskör könnyen kiválasztható, míg a földelt rácslé kapcsolás kisimpedanciájú katód-bemenete meglehetősen nagy vezérlő teljesítményt igényel. Földelt rácslé fokozatokat éppen a nagy mag-



7.36. ábra. Az anódköri optimális terhelő ellenállás egyenese a cső anódirán - anódfeszültség karakterisztikájában



7.31. ábra. A meghajtó fokozat anódja és a végfokozat cső rúcsa közötti csatolás egy lehetséges módja

A legegyszerűbb frekvenciakétszorzó két diódával működik (7.26. ábra) a kétutas egyenirányítók mintájára. Ennek jellemzője az ellenütemű vezérlés és az együtemű kimenet. A kapcsolás két tranzistorral is kivitelezhető a 7.27. ábra szerint.

A frekvenciasokszorozók klasszikus kapcsolása a 7.28. ábrán látható. Az orósen lezárásba előfeszített nagymeredekségű pentóda anódszámjának kinyitását a meghajtó f_1 frekvenciás jel végzi (7.29. ábra). Az anódkörben megjelenő keskeny impulzusszerű anódszámjelcsökkenések sorozata egyaránt tartalmaz páros és páratlan harmonikus-komponenseket. A 2., 3. vagy 4. harmonikus kiválasztása az anódköri rezgőkörrel történik. Egy fokozattal

négyszeresenél nagyobb sokszorzást nem szokás létrehozni, mert a fokozat által szolgáltatott kimenő jel szintje a sokszorozási szám növekedésével egyre csökken. Háromszorozásnál és még inkább a négyszeresénél célszerű a fokozat kimenő (anód- vagy kollektor-) körében szűrőt alkalmazni, a relatív közel eső nemkívánatos harmonikusok kiszűrésére (pl. négyszeresénél a 3. és az 5. harmonikus).

Tranzistorral kivitelezett sokszorozó kapcsolást mutat a 7.30. ábra. A fokozat saját maga állítja elő a háromszorozáshoz szükséges optimális előfeszítést, amely lezáró előfeszítés részben a bázis-emitter dióda 0,7 V-os nyitófeszültségéből, részben az emitterköri RC-komplexumon elő-

álló egyenfeszültségből jön létre. A fokozattal természetesen kétszorzási és négyszeresíteni is lehet a megfelelő kollektorköri rezgőkör alkalmazásával.

A meghajtó fokozat

Meghajtó fokozatnak azt a fokozatot nevezzük, amely a VFO, vagy valamely kisszintű és utolsó sokszorozó és a végfokozat (teljesítményerősítő fokozat) között foglal helyet. Szerepe az, hogy elegendően nagy teljesítménnyel hajtsa meg a végfokozat fokozatot. A meghajtó fokozat SSB-üzem módban is dolgozó előkötő – hasonlóan a végfokozat fokozathoz – szükség szerint lineáris működésű, ami azt jelenti, hogy A, vagy legfeljebb B-osztályú beállításban dolgozhat. C-osztályú (nem lineáris működésű) meghajtó fokozat, vagy olyan meghajtó, amely egyben sokszorozó is, csak kizárólag CW-üzemű előkötőben alkalmazható.

A 7.31. ábra egy csöves meghajtó fokozatot mutat a végfokozat felé kiépített csatolásművel. A meghajtó fokozatnak elegendően nagy teljesítménytartalommal kell rendelkeznie akkor, ha a végfokozat a rúcsáramos tartományba is be van vezérelve. Az SSB-üzem módban szükséges linearitás előrése érdekében rúcsáramos végfokozatok esetén a meghajtó fokozatot *eliterheli ellenállással* szokás ellátni.

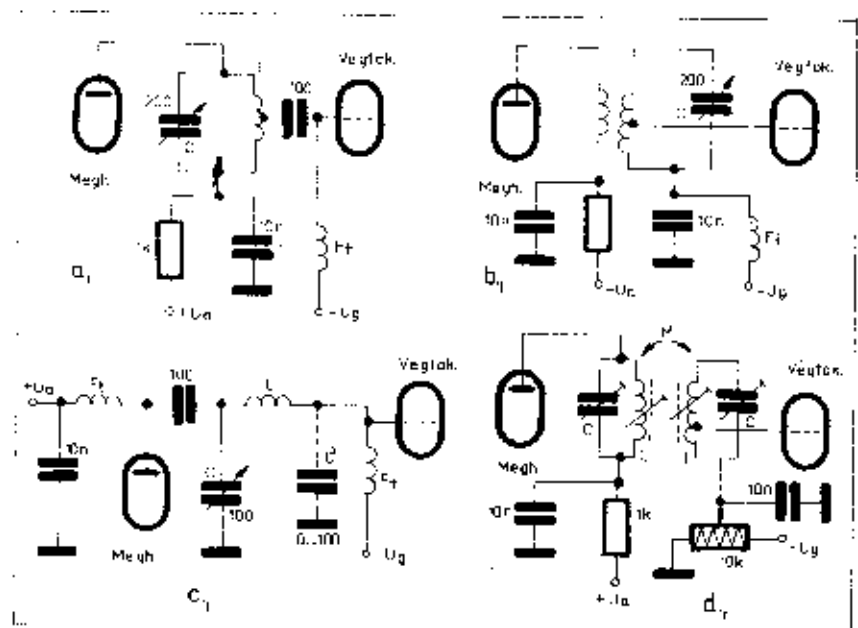
A 7.32. ábra elektroncsöves fokozatok közötti csatolási megoldásokat mutat. A kimenő jel tisztasága (zavaró jelkomponensek kizárása) szempontjából legjobb a sávszűrős csatolás, de ennek sávvaltozása meglehetősen nehézkes. A végfokozat névleges bemenő ellenállása különösen a magasabb frekvenciájú sávokban (21 és 28 MHz) aránylag alacsony (1...20 kohm) és ezt a bemenő ellenállást még csökkenté a fellépő rúcsáram is. Ebből eredik az, hogy nem csak a tranzistorok, hanem az elektroncsövek nagyfrekvenciás vezérléséhez is teljesítményre van szükség.

Neutralizált földelt katódú végfokozat triódák meghajtásához (rúcsárammal) a kimenő nagyfrekvenciás teljesítménynek kb. a 10%-a szükséges a névleges, míg pentódák vagy tetrodák meghajtásához 2...5%-nyi meghajtó teljesítményre van szükség.

A 7.33. ábrán tranzistoros fokozatok közötti csatoló hálózatok láthatók. A tranzistorok relatív nagy bázis-emitter kapacitása és a 0,5...50 ohm tartományba eső ohm-os bemeneti ellenállásuk a csöves áramköröktől eltérő csatolási módokat tesznek szükségessé.

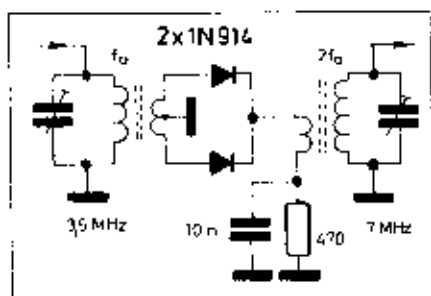
A végfokozat (teljesítményerősítő) fokozat

A rövidhullámú amatőr előkötő végfokozatában néhány kivételtől eltekintve ma még elektroncsöveket alkalmaznak. A 20 W alatti teljesítmények ma már egyszerű módon előállíthatók tranzistoros fokozatokkal,



7.32. ábra. Meghajtó és végfokozat közötti lehetséges csatolási módok. Zárókörös csatolás (a); csatolás anódköri csatolásteleppel (b). A „ Π ” illesztő tag a magasabb frekvenciájú sávokban (21...28 MHz) használatos, nagy bemenő kapacitának végerősítő csövek esetén (c). A kimenő jel tisztasága szempontjából legkedvezőbb a sávszűrős csatolás (d)

A VCO-val jelzett oszcillátor állítja elő a kimenő RF-jelét (VCO = Voltage Controlled Oscillator). A VCO egy olyan szabadonfutó LC-oszcillátor, amely egy varikap-diódán keresztül egyenfeszültséggel hangolható. A hangoló egyenfeszültséget a fázisdetektor állítja elő és ez a feszültség egy egyenáramú erősítőn keresztül jut a varikap-diódára. A PLL-áramkört hurok az AFC-áramkörök elvén működve szabályozza a VCO frekvenciáját úgy, hogy frekvencia- és fáziszonosság esetén a rendszer nyugalomba kerül. A frekvencia megfogásakor a VCO frekvenciája egészszámmal többszöröse a referenciajel frekvenciájának és ezzel fázisdetektor állapotban van. A fázisdetektor mint egy „egyenáramú kimenéstű” (ez a KF) szimmetrikus keverőkapcsolás a „megfogást” megelőzőben a két jel különböző frekvenciáját hozza létre ($n \cdot f_r \pm f_{ref}$), amely olyan irányú FM-modulációt okoz a VCO-ban, amelynek hatására a közepes frekvencia közeledik a referenciajel n -szorosához. A két frekvencia találkozásekor már csak a két jel egymáshoz viszonyított fázishelyzete adja a szabályozófeszültséget.



7.26. ábra. Diódás frekvenciakétszerező kapcsolás

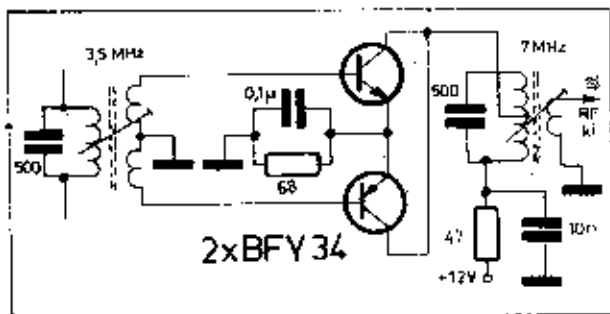
A PLL-oszcillátorok (VFO-k) előnye, hogy a VCO a végfrekvencián is üzemben tartható és csak egyedül ez a jel jut ki a felhasználó áramkör felé, keverési és egyéb kombinációs termékek nélkül.

Az áramkörökben a referencia-frekvencia n -szorosának előállítására széles-sávú vágó áramkörökkel (diódákkal) is lehetséges, de a túlzóerült fázisdetektor is elláthatja ezt a feladatot.

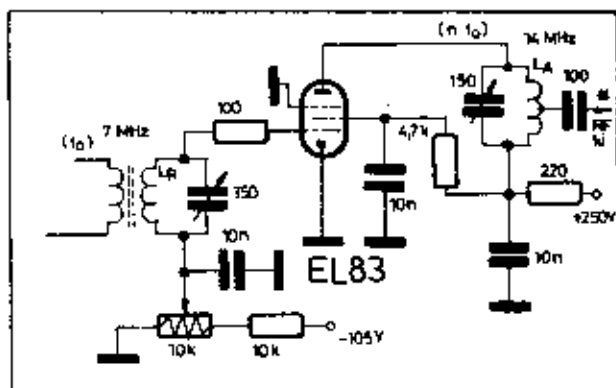
A 7.25. ábra egy egyszerű, PLL-elvű működő oszcillátort szemléltet.

A frekvenciasokszorozó fokozatok

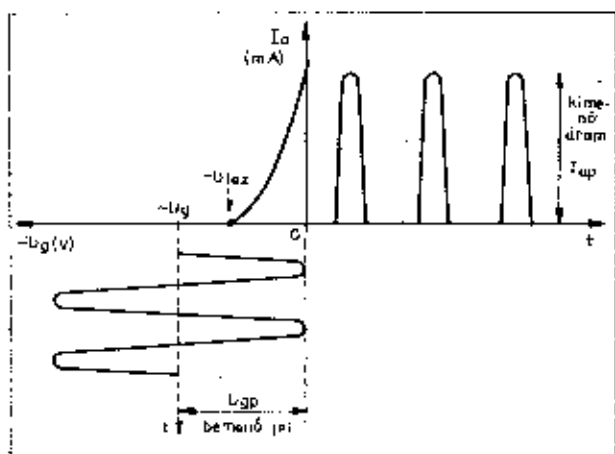
Több sávú egyenes rendszertől adóknál, de még keverő rendszertől is szükség van frekvenciasokszorozó fokozatokra. Valamilyen nem lineáris karakterisztikájú elzáró vezetett alapfrekvenciás szinuszos jel a kimeneten harmonikus tartalommal fog megjelenni. Nemlineáris elemként diódát, túlzóerült tranzisztort, vagy elektroncsövet lehet alkalmazni. A frekvenciasokszorozás jellemzője a C-osztályú üzemmód. Ilyen beállításban a nemlineáris elem átfolyó áram az alap- (mehajtó) frekvencia periódicitásával meg van szaggatva és a megszakítások ideje alatt az áram értéke zérus. A kialakuló áramimpulzus-sorozat számos harmonikus komponenst tartalmaz, amelyek közül a felhasználni szándékozottat egy rezgőkör, vagy szűrőkör segítségével ki lehet választani.



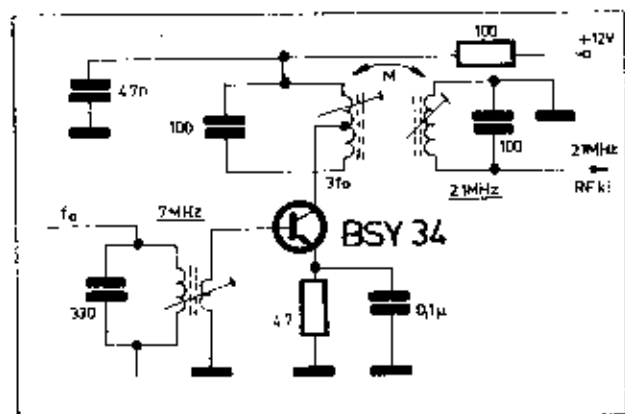
7.27. ábra. Transzistoros kétszerező ellenütemű bemenettel és együtemű kimenettel



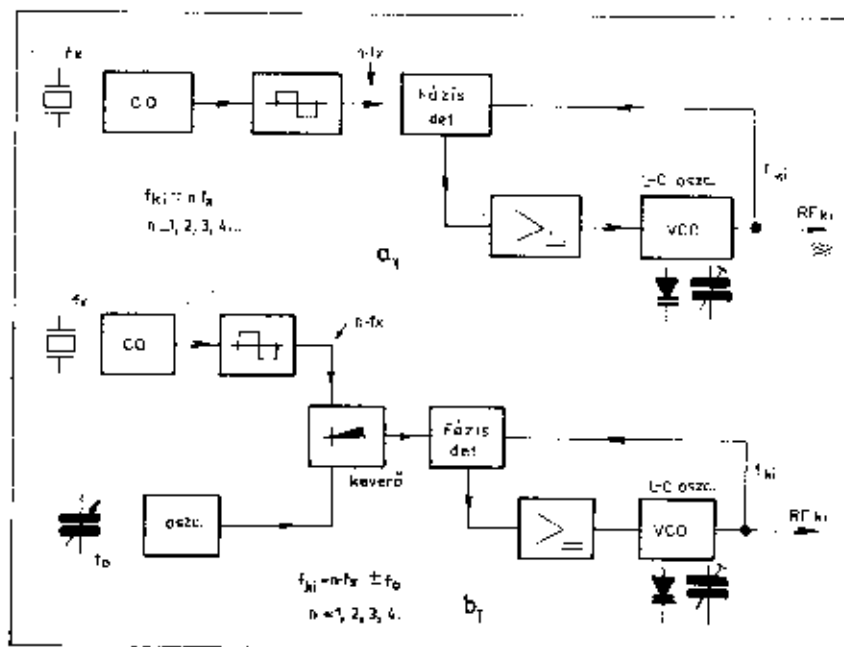
7.28. ábra. Frekvenciasokszorozó kapcsolás pentóda elektroncsővel. A C-osztályú optimális munkapont a 10 kohmos potenciométerrel állítható be. Az anódköri rezgőkört a rácskör frekvenciájának 2-3-1-szeresére kell lehetőséget a kívánt sokszorozási számtól függően



7.29. ábra. A lezártan túlzóerült elektroncső (vagy tranzistor) kimenő (anód- vagy kollektor-) árama keskeny impulzusokká válik. Ilyen impulzussorozatnak jelentős harmonikus tartalma van mind a páros, mind a páratlan harmonikus-frekvenciákon



7.30. ábra. Transzistoros háromszorozó fokozat. A kollektorkörben szűrtől vágja ki a nemkívánt harmonikus-komponenseket



7.24. ábra, Fix frekvenciás (a) és hangolható (b) PLL-áramkörrel szabályozott VFO-k elrendezése

esetben azonban a teljes berendezést már adó-veszőnek hívják. A keverő rendszerű VFO-egységek jelentős kristályszükséglete hátráltatja amatőr elkészítésüket.

A PLL-oscillátor

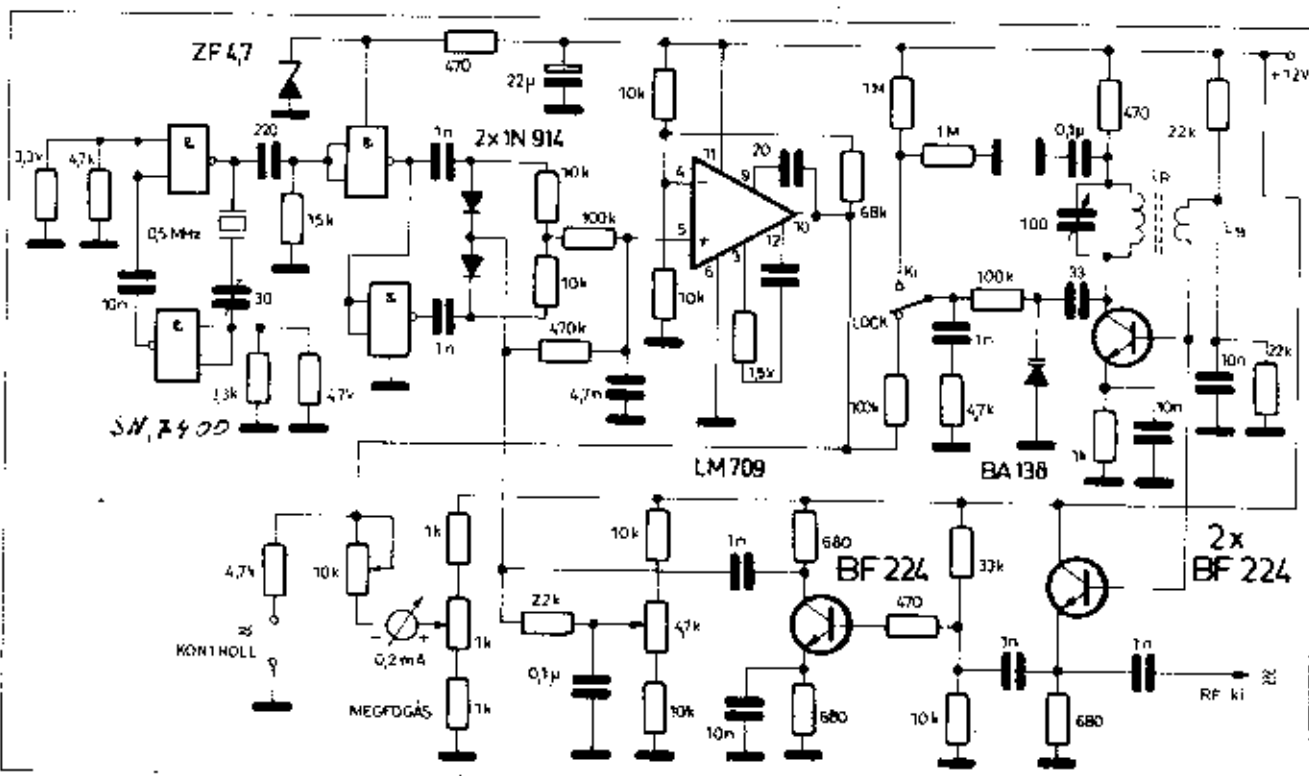
Mint az előzőekben látható, egy amatőr adókészülék kimenő jelének frekvenciáját a forgalmazás alatt nagyon

stabil értéken kell tartani. A különböző üzemmódoknál a kb. 10 perces átlagos leghosszabb forgalmazási időtartam alatt (rövid idejű stabilitás) az alábbi frekvenciaelcsúszások (drift) engedhetők meg:

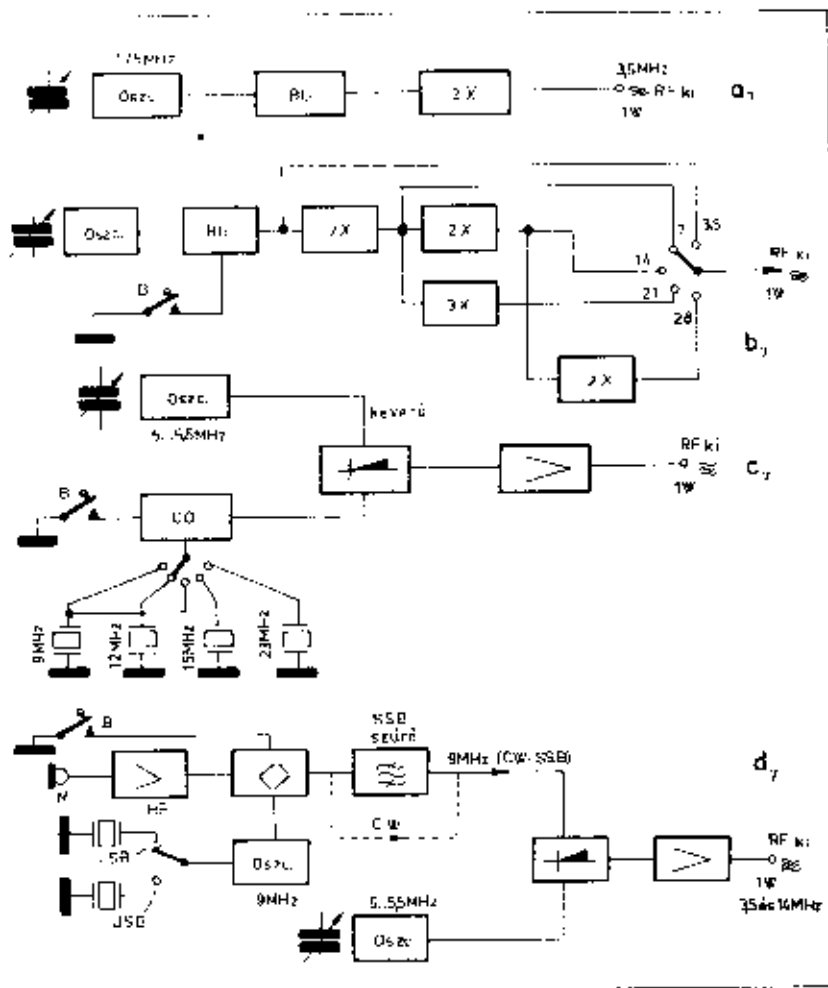
- táviró (CW) ± 200 Hz
- géptáviró (FSK) ± 50 Hz
- telefónia (DSB) ± 1 kHz
- telefónia (DSB-SC) ± 100 Hz
- telefónia (SSB-SC) ± 100 Hz
- televízió (SSTV) ± 100 Hz

Az ilyen mértékű frekvenciaelcsúszások az összeköttetés alatt még különböző bocsúság nélkül utánhangolhatók a vétel helyén. A 200 Hz-es (CW) frekvenciaelcsúszás a 28 MHz-es sávban $\Delta f/f_0 = 7 \cdot 10^{-4}$, durván számolva $1 \cdot 10^{-4}$ es rövid idejű stabilitást jelent. Ilyen nagymértékű frekvencia-stabilitás csak kristályvezérelt vagy legalább egy jól felépített keverő rendszerű VFO-val valószínűsíthető meg.

A magas frekvenciákon (4 MHz-től felfelé) – esetleg az üzemi végfrekvencián járatott szabadonfutó LC-oscillátorok frekvenciája stabilizálható az úgynevezett PLL-áramkörök segítségével. A PLL rövidítés a „Phase Locked Loop” (fáziszárt hurrok) megnevezésből adódik, és azt a folyamatot takarja, hogy egy szabadonfutó oscilátor frekvenciáját és jelének fázisát a PLL-rendszer egy referencia-frekvenciához köti. Ez a referencia-frekvencia lehet egy kristályoszillátor vagy egy nagystabilitású LC-oscillátor jele. Egy fixen rögzített és egy hangolható PLL-áramkör mutat a 7.24. ábrán tömbvázlata.



7.25. ábra, PLL-oscillátor kapcsolás 0,5 MHz-es vésztérfrekvenciák kristálypontosságú előállítására. Az oscilátort hangolva 0,5 MHz-enként fázisrögzített állapot jön létre a kristály harmonikus-jeléhez. A működés kb. 25 MHz-ig szabályos, efelett egyre csökken a megfogási tartomány

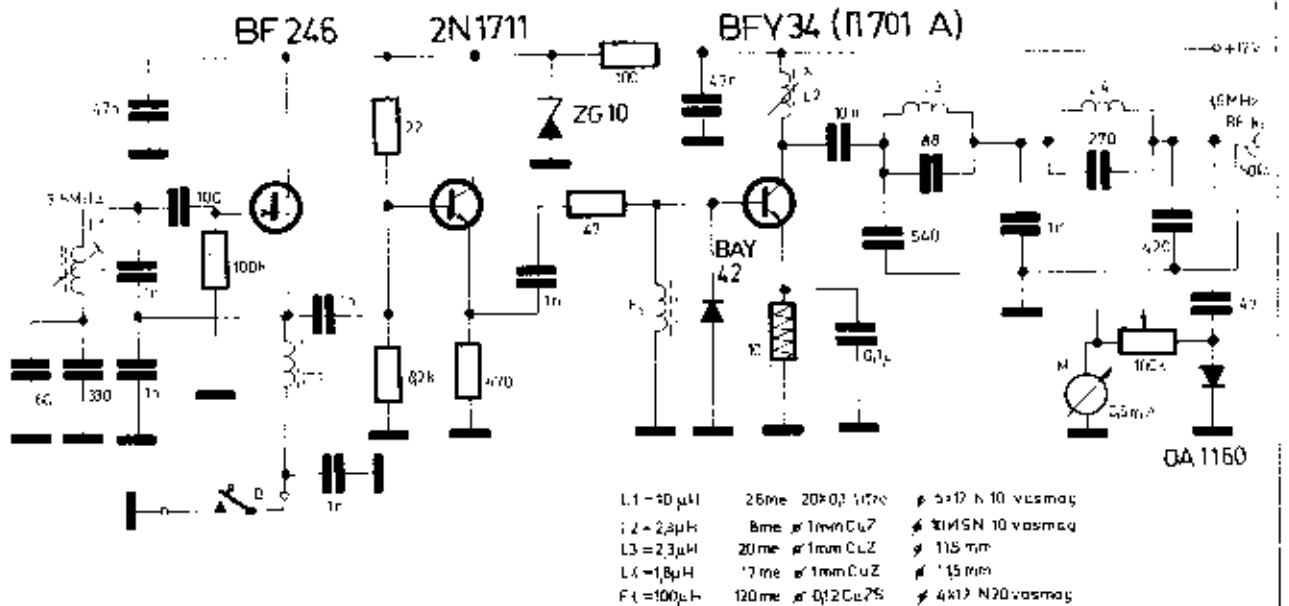


7.22. ábra. Különböző VFO-rendszerek távlatos felépítése. Egyszerű VFO levetített és frekvenciakétszerező fokozattal (a); átvitt VFO távirányításra, egymásután kapcsolt frekvenciakétszerező fokozatokkal (b); keverő rendszerű VFO CW-üzemre (c) és keverő rendszerű VFO CW-SSB üzemmódokra (d)

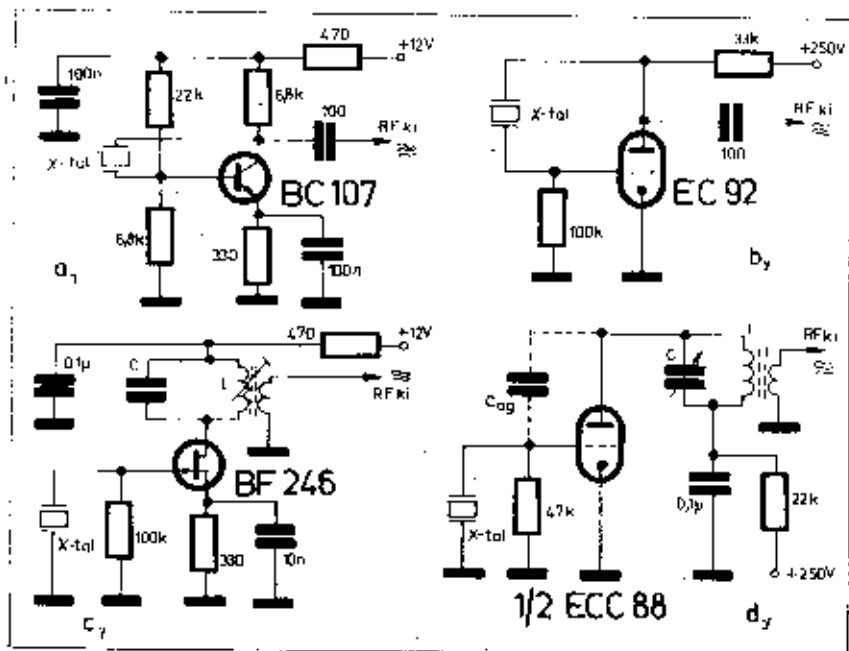
oszillátor frekvenciájának kombinációjából hozzák létre a kimenő jelnek megfelelő frekvenciájú meghajtó jelet. A keverő rendszernek az az előnye, hogy minden egyes sávra ugyanaz a hangoló LC-oszillátor alkalmazható sáváltás nélkül. Így az abszolút értékben (kHz-ekben) kalibrált skála minden egyes sávban azonos lehet. Ennek megfelelően a kristályoszillátorban meghatározott frekvenciájú és pontos értékű kristályokra van szükség. Általában sávonként 1 db-ra vagy esetleg a 2 MHz-es és a 28 MHz-es sávban 4 db-ra. Néhány VFO-egység elvi tömbvázlatát mutatja a 7.22. ábra.

A 7.23. ábra egy egyszerű, 3,6 MHz-es VFO-kapcsolást mutat, tranzisztorokkal kivitelezve. Elválasztó fokozatként egy emitterkövetésből és erősítőtől álló fokozatpár szolgál. A kimenő teljesítmény kb. 1 W és így a VFO önállóan is használható QRP-adóként a 80 méteres sávban.

Rövidült VFO-egységek csak akkor építhetők gazdaságosan ha nem csak az adót, hanem egyidejűleg a vétőt is el tudják látni a vételi lokál-jellel. Ilyen



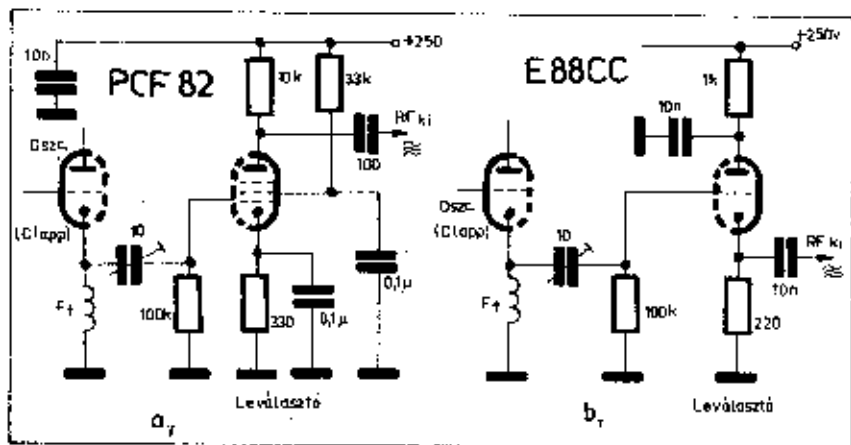
7.23. ábra. Híromtranzisztoros VFO-kapcsolás 3,6 MHz-es kimenettel, BFY 34 végtranzisztorral a kimenő teljesítmény kb. 1 W, míg P 701 A-t alkalmazva kb. 2,5 W kimenő teljesítmény nyerhető



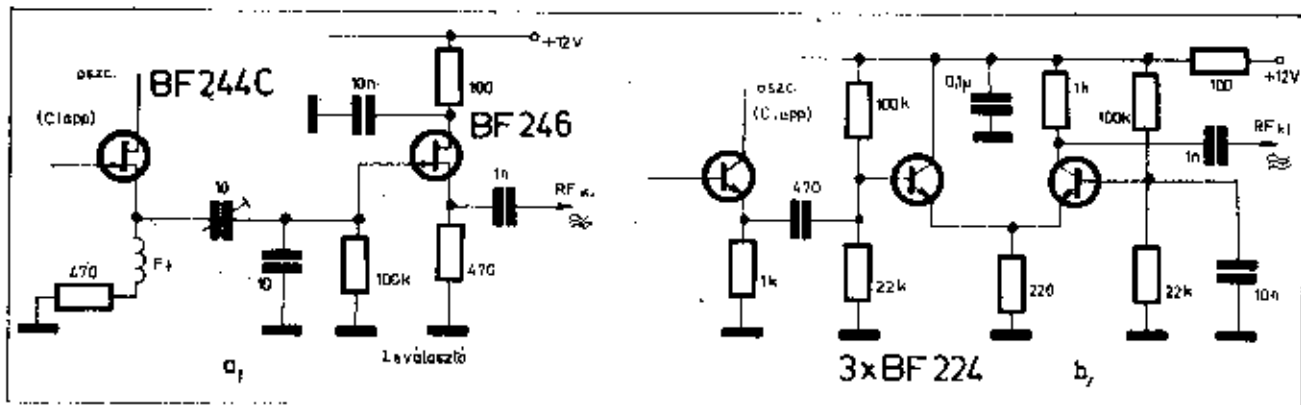
7.19. ábra. Párhuzamos rezonancia-frekvencián működő kristályoszelektor-kapcsolások. „Pierce”-kapcsolás bipoláris npn-transzisztorral (a); trióda elektroncsövel (b); TPTC-kapcsolás n-csatornás JFET-transzisztorral (c) és elektroncsövel (d)

vagy egy trióda, mint katódkövető a leggyakoribb leválasztó fokozat (7.20. ábra). Mindkét kapcsolásnál lényeges az A-osztályú munkaponti beállítás, mert egy állandóan jelenlévő anódáram mellett a bemeneti kapacitás gyakorlatilag nem változik. Ha alacsony impedanciás pontra kell csatlakoznunk (pl. koaxiális kábel, vagy bipoláris tranzisztor bemenete), akkor a katódkövető kapcsolás, ha magas impedanciájú pontra, akkor az erőltetett kapcsolás alkalmazása a célszerűbb.

Példeszett eszközként (transzisztorok) is a csövekhez hasonlóan mindekit meg kell jelölni. Meg kell jegyeznünk azonban, hogy a tranzisztorok a belső kapacitások tekintve a triódákhoz hasonlítanak és általában magukban nagy bázis-emitter, valamint kollektor-bázis kapacitásokkal rendelkeznek. Ezen neukívánatosan nagy belső kapacitások következtében



7.20. ábra. A-osztályú pentóda leválasztó fokozat olajos anódköri munkaregiművel (a) és katódkövető leválasztó fokozat alacsony kimenő impedanciával (b)



7.21. ábra. Source-követő leválasztó kapcsolás JFET-transzisztorral (a) és leválasztó fokozat két npn-transzisztorral (b)

az oszcillátort követő leválasztó áramkörben kettő, vagy esetleg több tranzisztor is szükséges lehet a hatásos elválasztás céljából.

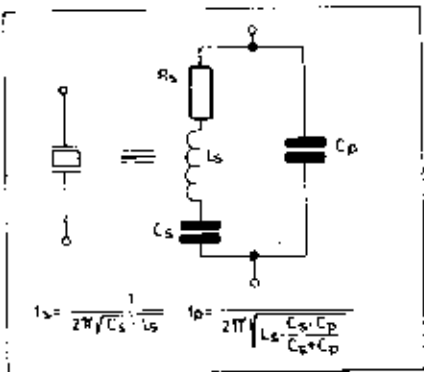
A VFO-egység

Az amatőr időkhöz azon fokozatok összességét szokás VFO-nak nevezni (VFO = Variable Frequency Oscillator), amely egységek együttesen állítják elő a megkívánt végfrekvenciájú, de kissintű nagyfrekvenciás jelet. Az SSB-VFO egységek a CW-jelen kívül a modulációt hordozó jelspektrum előállítására is alkalmasak. Kétféle VFO-rendszert különböztethetünk meg:

- egyenes rendszerű VFO-t és
- transzponáló (keverő) VFO-t.

Az egyenes rendszerű VFO-k esetében az oszcillátor frekvenciája egész számú hányadosa is lehet az adó végfrekvenciájának, ami azt jelenti, hogy az oszcillátor jeléből az adó kimenő jele közvetlenül (erősítéssel), vagy CW-üzem esetén frekvenciaszorzással is nyerhető.

Keverő rendszerű VFO-knál a hangolható J.C-oszcillátor és egy kristály-



7.15. ábra. A kételektrods rezgőkristály ekvivalens elektronikus kapcsolás

LC-rezgőkörének és általában $Q = 1000 \dots 10\,000$ értékek között van. Az alacsonyabb soros és magasabb párhuzamos rezonancia-frekvencia között 50...1500 Hz elérés szokott előfordulni, az üzemi frekvenciától és a jónégi tényezőtől függően. A kristályok tulajdonságait frekvenciaérték mindig a soros rezonancia-frekvencián jelölik.

A rezgőkristályokkal gyakorlatilag bármilyen olyan oszcillátor-kapcsolásban helyettesíthetjük az LC-rezgőkört, amelyben nincs szükség visszacsatoló tekercsre. A 7.17. ábra kapcsolásaiban a kristály a soros frekvencián rezeg. A kapcsolásokra jellemző, hogy a kristály ezekben egy-egy soros rezgőkört helyettesít és a kristály helyére soros rezgőkört téve az ismét üzemi-képessé válna. Az amatőr gyakorlatban legkedveltebb a kristály-Clapp kapcsolás, amelyben a kristály a Clapp kapcsolásokra jellemző létszólag soros rezgőkört helyettesíti.

Cyátrán alkalmazott kapcsolást mutat a 7.18. ábra. Ebben a kapcsolásban az erősítő elem szerepét két egymásután kapcsolt NAND-kapú alkotja, melyeknek együttes fiziológiaiátása 0°. Ennek következtében a kapcsolás a kristály soros frekvenciáján lesz gerjedőképes, ha a két kapu-áramkört az átbillenesi határig árammal előfeszítjük a bemenéseken (bemeneti ellenállások).

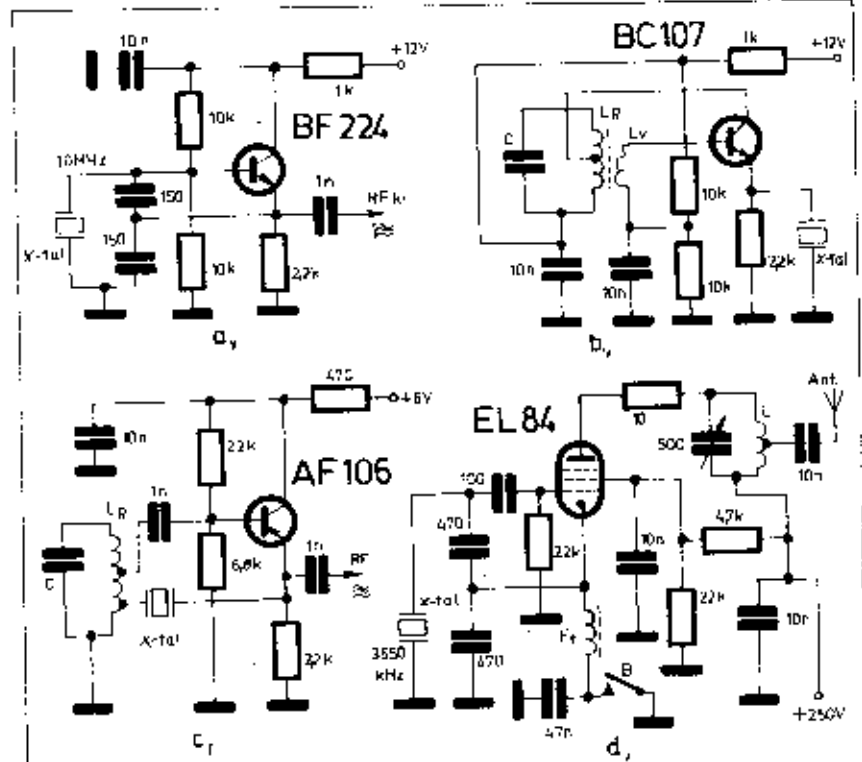
Az LC-oszcillátorok általában „nem jól viselik el” a billentyűzést, ezért sok

esetben nem az oszcillátor-fokozatban, hanem valamely hátrébb elhelyezett fokozatban történik a szaggatás. A kristályoszcillátorok azonban éppen a nagyfokú frekvencia-stabilitásuk következtében közvetlenül is billentyűzhetők anélkül, hogy az adó hangja „esipogó” lenne.

A 7.19. ábra párhuzamos rezonancia-frekvencián működő kristályoszcillátor-kapcsolásokat mutat. Ezek közül legegyszerűbb a „Pierce”-kapcsolás, amelynél a kristály (vagy egy párhuz-

os) visszahat a frekvenciát meghatározó rezgőkörre és annak frekvenciáját befolyásolja. Annak érdekében, hogy a visszahatás minél kisebb legyen, az oszcillátor és a jelet felhasználó fokozat között egy olyan fokozatot szokás iktatni, amely tulajdonságainál fogva lecsökkenti a visszahatást. Ezt a fokozatot idegen terminológia szerint *buffer* vagy *BU* (ittköztető) fokozatnak is hívják.

Csőves kapcsolásoknál rendszerint egy pentóda, mint A-osztályú erősítő,



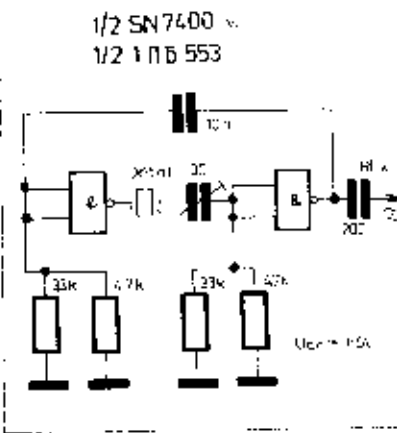
7.17. ábra. Kristályoszcillátor-kapcsolások soros rezonancia-frekvenciánál. Transzisztoros Clapp (Clapp-CO) (a); emittorkörbe helyezett kristály (b); PCCO-kapcsolás a visszacsatoló ágban kristály-stabilitással (c) és 2 W kimeneti teljesítményű kristályoszcillátort adó EL 84 elektroncsővel (d)

zamos rezgőkör) az anód-ra, illetve tranzisztoros esetben a *bicis-kollektor* között foglal helyet. A kapcsolásban nincs tekercs és ezért egyszerűség miatt gyakran alkalmazzák alacsonyabb frekvenciákon.

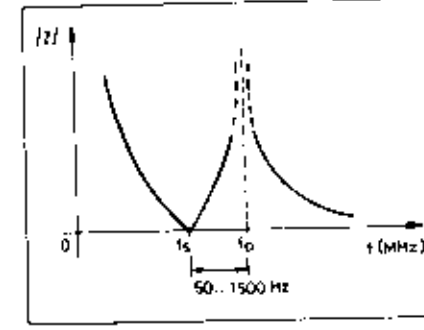
A TPTG (Tuned Plate - Tuned Grid) kapcsolásnál a kristály (vagy egy párhuzamos rezgőkör) a cső rácsa és a föld közé, illetve a bázis és a föld közé van kapcsolva. Az anód- vagy a kollektorköri impedanciát a kristály frekvenciájára hangolt rezgőkör képviseli. A gerjedés az elektróda kapacitáson keresztül (C_{in}) jön létre.

A leválasztó fokozat

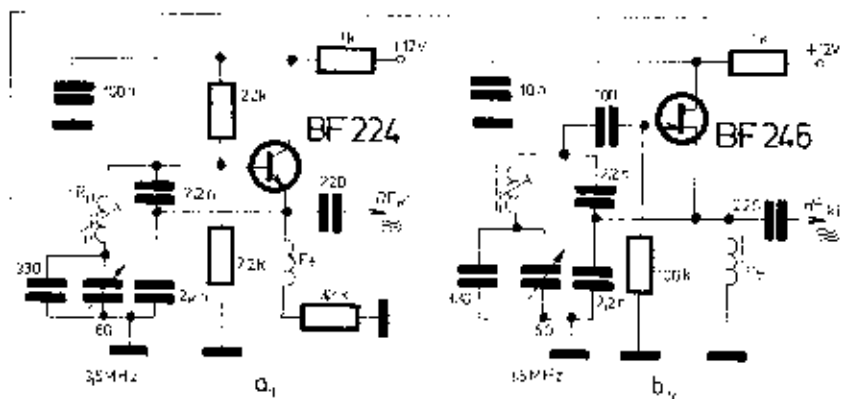
Az LC-oszcillátorok meglehetősen érzékenyen reagálnak a frekvencia megváltozásával az őket terhelő impedancia ingadozásaira. A kapcsolás kimenete (aholman a hasznos jel leve-



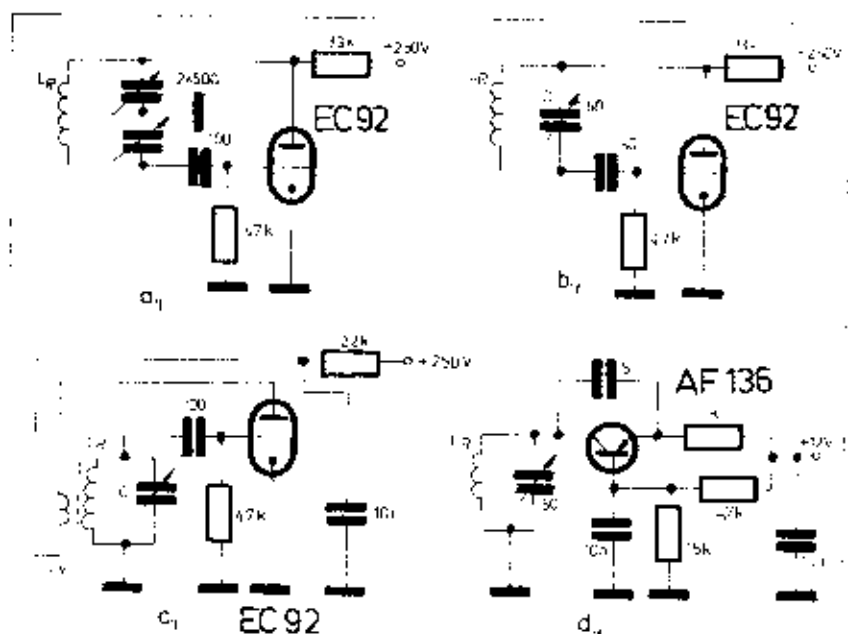
7.18. ábra. Oszcillátor kapcsolás két NAND-kapú áramkörrel. A kapu-áramköröket a bemeneti ellenállások az átbillenesi határig kinyitják



7.16. ábra. A kételektrods rezgőkristály impedanciájának abszolút értéke a frekvencia függvényében



7.12. ábra. Bipoláris pnp és n-eszteróns JFET-tranzisztorokkal kivitelezett Clapp-oszcillátor kapcsolások



7.13. ábra. Adókészülékekben ritkán használt oszcillátor-kapcsolások. Kapcsolás feszültségvezérlésű Colpitts (a); ultrahangon kapcsolás (b); Schmitt-kapcsolás (c) és URH frekvenciákon használatos tranzisztoros oszcillátor kollektor-emitter visszakapcsolással (d)



7.14. ábra. Különböző alakú rezgőkristályok 0,5...30 MHz rezonancia-frekvenciákkal

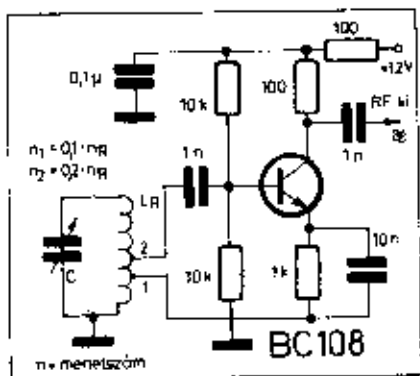
rokban stb.), de mindenesetre olyan fokozatokban, amelyeknek frekvencia-instabilitása nem döntő jelentőségű az összerakótételét illetően. A kapcsolások egyaránt kivitelezhetők a klasszikus elektroncsövekkel, vagy korszerűen tranzisztorokkal. A csöves kapcsolásokban szinte minden változtatás nélkül alkalmazhatók JFET vagy MOSFET tranzisztorok a tápfeszültség megfelelő mértékű lecsökkentése esetén. Bipoláris tranzisztorok alkalmazásánál tekintettel kell lennünk arra, hogy a tranzisztorok bemenő impedanciája relatíve alacsony és ezért a báziselektroda csatlakoztatásánál mindig alacsony impedanciás pontot kell képezni a rezgőkörön.

Kristályoszcillátorok

Az oszcillátorok frekvenciainstabilitásáért elsősorban az alkalmazott rezgőkör jóságát tényezője határozza meg. Ugyanis minél nagyobb jóságú egy rezgőkör, annál lazább csatlakozások engedhetők meg az aktív elem (elektroncső, vagy tranzisztor) felé és ebből adódóan az aktív elemek a billentyűzésnél, vagy a tápfeszültség megváltozásainál fellépő impedanciaváltozásai kevésbé hatnak vissza az oszcillátor rezgőkörére. A rezgőkörök jóságát tényezőjét csak korlátozott mértékben lehet növelni jó minőségű vasmagok, csillám-kondenzátorok és esetleg litze-luzal alkalmazásával. Egy 200-500 körüli jóságú tényezővel (Q_0) bíró rezgőkör kimondottan jónak számít és a Q_0 értéke ezen szám fölé csak kivételes felépítéssel növelhető. Még nagy jóságú tényezőjű rezgőköröknél is megmarad egy nemkívánatos frekvencia-instabilitás, amely a környezeti hőmérséklet-ingadozása következtében lép fel a tekercs, illetve a kondenzátor hőmérsékletváltozása eredményeként.

Egy kondenzátor lemezei közötti erőtérbe helyezett kvarckristály (monokristályos SiO_2) lemezek mechanikus rezgéseket képes végezni a piezoelektrikus elvnek alapján. A kristály méretei az erőtér függvényében megváltoznak. A kristály tömge (vastagsága) és rugalmassága következtében a váltóáramú erőtérben egy adott frekvencián mechanikai és ezzel együtt elektromos rezonancia-jelenség lép fel, amely utóbbi jól indikálható a kristály két csatlakozási pontján. Néhány kristálytípus kiviteli formáját mutatja a 7.14. ábra.

A rezgőkristály elektromos ekvivalens kapcsolását a 7.15. ábra mutatja. Ha az ohmos soros veszteségi ellenállástól eltekintünk (R_s), akkor a három darab tisztán reaktív elem következtében egy soros és egy párhuzamos rezonanciát mérhetünk. Az impedancia abszolút értékének lefutása a 7.16. ábrán látható. Ennek a görbének megfelelően egy rezgőkristály akár párhuzamos, akár soros LC-rezgőkört képes helyettesíteni. A soros és a párhuzamos rezonancia-frekvenciák egymáshoz közel helyezkednek el. A kristály minőségétől és a felépítéstől függően a kristályok jóságát tényezője sokszorosra az



7.8. ábra. ECO-kapcsolású oszcillátor bipoláris tranzisztorral. A bázis a rezgőköri tekercs leágazására csatlakozik

tatja a 7.8. ábrán. Ez a kapcsolás is C-osztályú munkapontban dolgozik. A nagyfrekvenciás jel limitációját a tranzisztort lezárásba vinni igyekvő azon negatív feszültség hozza létre (npn tranzisztoroknál), amely a bázis – emitter dióda egyenirányításával jön létre. Mivel a bipoláris tranzisztor csak a bázisra vitt árammal hozható kinyitott helyzetbe, a kapcsolásnál alkalmazni kell az A-osztályú erősítőknél megszokott bázisra való ellenállásokat, vagy legalább egy ellenállást a bázis és a tápfeszültség között. Az A-osztályú beállítás jellemző emitter-köri RC-komplexumát oszcillátoroknál is célszerű alkalmazni, bár ez nem feltétele a működésnek.

Amatőr készülékekben gyakran alkalmaznak az elektron-csatolású oszcillátort, amelyet ECO (Electron Coupled Oscillator) rövidítéssel szokás jelölni. Az elektroncsatolású oszcillátor (7.9. ábra) jellemzője a cső katódköréből történő visszacsatolás. Mivel a cső riasa és katódjá között nincs fázisfordítás, a visszacsatoló tekercs nemet-iránya, illetve bekötése azonos lehet a rezgőköri tekercssel. Ez teszi lehetővé, hogy a visszacsatoló tekercs el is hagyható, ha a cső katódját a rezgőköri tekercsnek egy kb. $m = 0.1 \dots 0.25$ menetszám-arányánál létesített leágazásához kapcsoljuk. A leágazás föld felől mért helye (m) a cső meredekségétől (S), a frekvenciától, a rezgőkör üresjárati jósági tényezőjétől (Q_0), a rezgőköri kapacitástól és a rácsevezető ellenállástól függ az alábbi képlet szerint:

$$m_{min} \approx \sqrt{\frac{\omega_0 \cdot C}{S \cdot Q_0 + S \cdot R_2}}$$

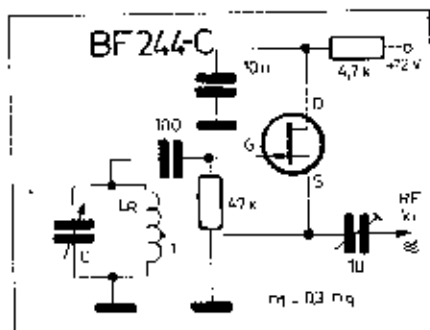
Az m_{min} azt a minimális értékű leágazást adja, amelynél az oszcilláció még éppen fenntartható. A stabil oszcilláció érdekében célszerű az m_{min} -nél valamivel nagyobb értéken megválasztani a tekercs leágazását.

Az ECO-kapcsolás tranzisztoros megvalósítása a 7.8. ábrán látható. Mivel a bipoláris tranzisztorral kivitelezett kapcsolásokban a tranzisztor bázis-oldali bemenő impedanciája legfeljebb néhányszor 100 ohm nagyságrendű, a

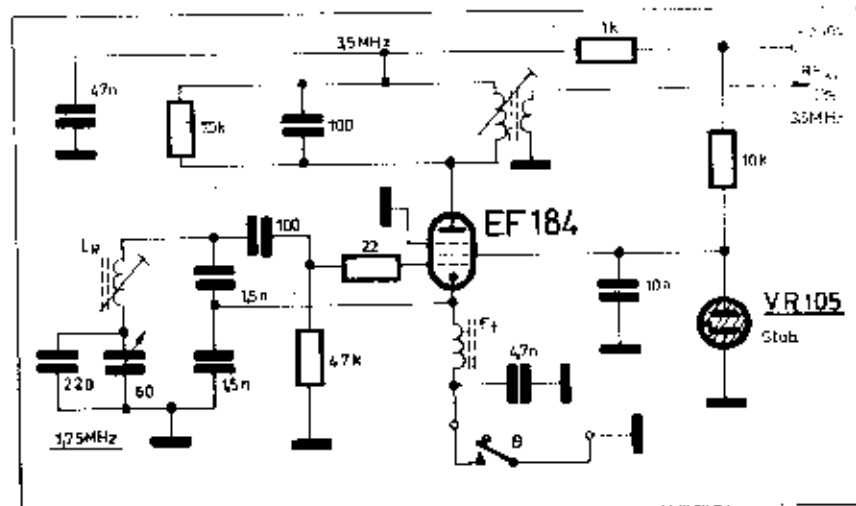
párhuzamos rezgőkör nagy impedanciát képviselő „meleg” pontja nem kapcsolható közvetlenül a tranzisztor bázisára. Az impedancia-illesztés érdekében a rezgőköri tekercsben még egy leágazás szükséges a bázis csatlakoztatására, amely természetesen az emitter-leágazáshoz képest közelebb van a meleg ponthoz.

A bipoláris tranzisztorokkal szemben a FET-tranzisztorok bemeneti impedanciája nagyon nagy és a csövekhez hasonlóan 10 Mohm nagyságrendű, vagy ennél is lényegesen nagyobb. Ez a nagy bemeneti impedancia lehetővé teszi azt, hogy a tranzisztor gate elektródáját, ugyancsak, mint a csövek riasát, a rezgőköri tekercs legmagasabb – legnagyobb feszültségű – pontjára csatlakoztathassuk, mint azt a 7.9. és 7.10. ábrák mutatják.

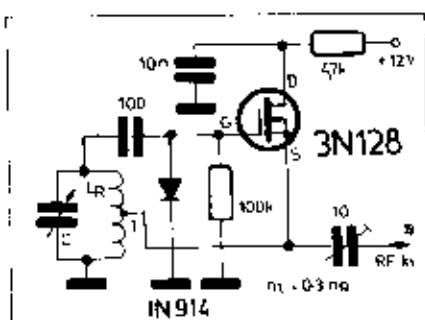
Az amatőr készülékek leggyakrabban alkalmazott oszcillátor kapcsolása a Clapp-oszcillátor kapcsolás. A Clapp-oszcillátor abban különbözik az ECO-tól, hogy csöves esetben a rezgőkörnek a katódköri és rácsköri becsatlakozási pontjai nem a tekercsben, hanem egy kondenzátorokból álló feszültségosztón



7.9. ábra. ECO oszcillátor n-csatornás JFET-tranzisztorral. A jel kivétele a rezgőkör megcsatlakozásáról is lehetséges



7.11. ábra. Egycsőes Clapp VFO 3,5 MHz-es kimenettel. A nagyobb frekvenciastabilitás érdekében a rácskör 1,75 MHz-en rezeg és a cső frekvenciakészereztetés végez. A billentyűzés a katódkörön szaggatással van megoldva

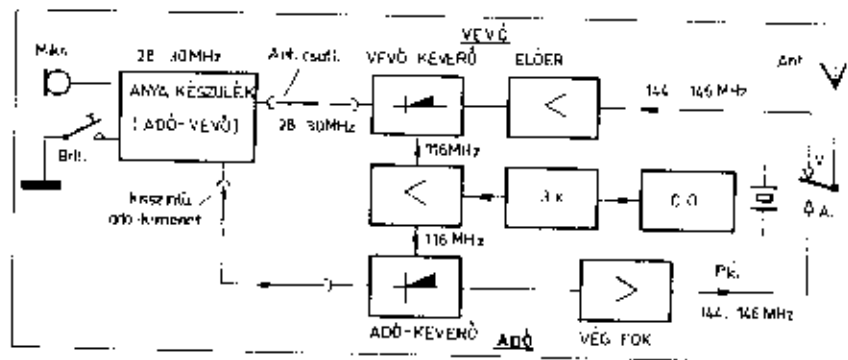


7.10. ábra. ECO kapcsolás MOS-FET tranzisztorral. A C-osztályú előfeszültséget a dióda állítja elő

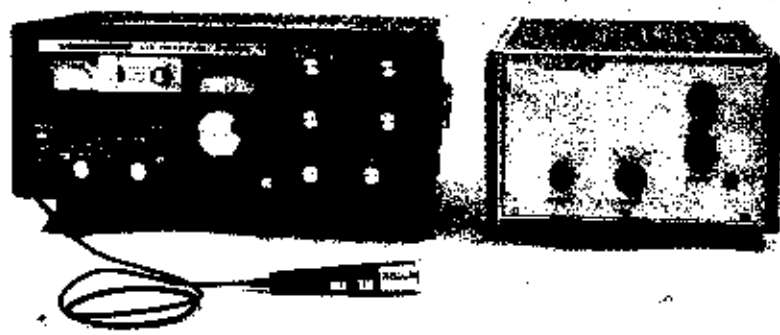
találhatók (7.11. ábra). A relatív nagyértékű kondenzátorokból álló C_1 és C_2 alkotta feszültségosztó hatására az a kedvező hatás jön létre, hogy az ezen kondenzátorokkal párhuzamosan kapcsolódó elektroncső (vagy tranzisztor) belső instabil kapacitásai csak kevésbé tudják befolyásolni a rezgőkör rezonancia-frekvenciáját. Ennek eredményeképpen ez a kapcsolás mutatja a hangolható oszcillátorok közül a legnagyobb frekvencia-stabilitását.

A pentódával kivitelezett ECO, vagy Clapp-oszcillátor nagyfrekvenciás kimenete célszerűen a cső anódkörre, mert ez az elektróda a módosított riasó áramyékoló hatása következtében meg lehetően jól el van választva a frekvenciát meghatározó rezgőkörtől. Egy, az anódkörhöz képest lényegesen kisebb impedancián (kb. 100 ohm) a cső katódjából is olvezethető a nagyfrekvenciás jel a következő fokozatra. Tranzisztoros Clapp-oszcillátor kapcsolásokat a 7.12. ábrán láthatunk.

Egyéb ritkábban használt LC oszcillátor-kapcsolások láthatók a 7.13. ábrán. Ezek az oszcillátor-kapcsolások – csöves vagy tranzisztoros kivitelben – a legkülönbözőbb helyeken fordulhatnak elő (pl. BEAT-oszcillátor-



8.3. ábra. 28/144 MHz-es URH-adapter vizsgált felépítése



8.4. ábra. Anyakészülék (Sommerkamp FT-250) és 50 W-os URH-adapter (BHG) kísérleti példány

Ma már az URH-sávokban is az SSB sémia üzemmódra kell törekedni és a kétoldalsávú AM-moduláció egyre inkább háttérbe szorul. Az SSB-üzemmódú URH-alkólknál két út járható. Az egyik egy önálló és független adó (vagy adó-vevő) készülék kizárólag az URH-sávra, míg a másik megoldás egy meglévő 28...30 MHz-es RH-adó (vagy adó-vevő) „megfejlesztés” olyan fokozatokkal, amelyek URH

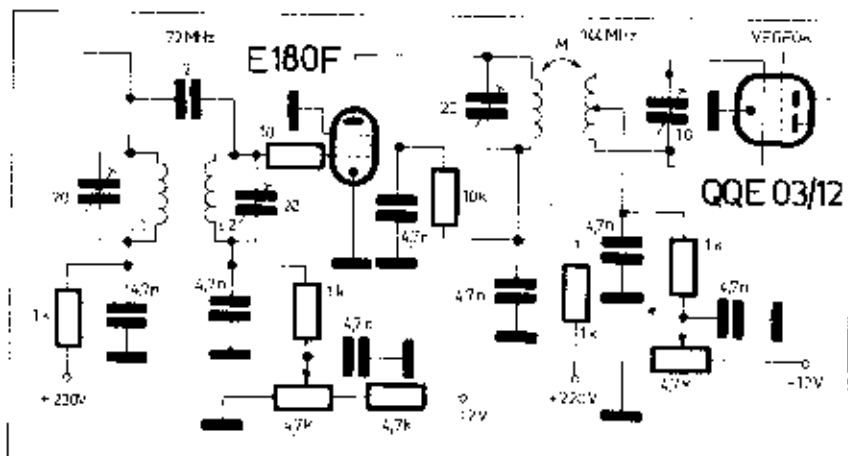
üzemet tiszteket lehetővé. Az első megoldásra mutat egy példát a 8.2. ábra. Itt a szokásos 9 MHz-s SSB-generátor táplál egy keverőfokozatot, amelynek lokál jele 135...137 MHz közötti hangolható. A keveréssel előállított lokál jel egy 2 MHz-es szabadonfűtő oszcillátorral hangolható.

A 8.3. ábrán az SSB-üzemű URH adó-vevők egy olyan gyakran használt megoldása látható, amely egy meg-

lévő 28...30 MHz-es RH adó-vevő és egy „URH-adapter” együtteséből áll. A mechanikusan önálló egységet képező URH-adapter (8.4. ábra) koaxiális kábelkkel csatlakozik az RH adó-vevő nagyfrekvenciás ki és bemenetéhez. A tápfeszültségüket önálló tápegység, vagy az RH anyakészülék szolgáltathatja.

A kisteljesítményű sokszorozó, keverő- vagy erősítő fokozatokban alkalmazott elektroncsövek elektróda-kapacitásai még éppen megengedik a szokásos kapcsolások használatát a 144 MHz-es sávban, de a 432 MHz-en ezen fokozatoknál is „URH-s” megoldásokat kell alkalmaznunk. A 8.5. ábra egy 72/144 MHz-es frekvencia-kétszerező kapcsolást mutat E 180 F elektroncsövel. Az RH-sokszorozókhoz képest az eltérés csak a hangolóelemek értékeiben és a kis elektróda-kapacitáskor alkalmazásában mutatkozik. A rezgőkörü hangoló kapacitása a cső elektróda-kapacitásával már jól összemérhető és általában 5...50 pF határok közé esik. A tekercseknek is természetesen a pH és annak tört részeivel kifejezhető inuktivitás-értékekkel kell rendelkezniük. A tekercsmetszszámok a 72...144 MHz-es frekvenciákon általában 10 alatt vannak (8.6. ábra).

Az 5...10 W anódlisszipációjú „közepes” teljesítményű végerősítő csövek már csak az RH-megoldásoktól eltérő kapcsolásokban használhatók 144 MHz-en, mint pl. azt a 8.7. ábra mutatja. A rász- és anódlitáli rezgőkörök kapacitáskor az elektróda-kapacitás és a külső 30 pF-os trimmer sorbakapcsolásából adódó kapacitáskor képviselet (8.8. ábra). Hyen megosztott kapacitáskor esetén a tekercsen található egy olyan pont, ahol a földhöz képest a nagyfrekvenciás feszültség zérus értékű. Ezen a helyen kell a tapfeszültségek csatlakoztatását létrehozni, hogy a tápláló vezeték (ellenállás) ne terjedje a rezgőkör. A zérus potenciálú betáplálási pont helyét a két kondenzátor aránya (C_{k1}/C) határozza meg. $C_{k1} = C$ esetben a betáplálási pont a tekercs közepére kerül.



8.5. ábra. 72 MHz-es 144 MHz-es frekvencia-kétszerező fokozat E 180 F pontleádról

Az ellenütemű fokozatok

Az elektróda-kapacitáskor lényegesen csökkennek ellenütemű felépítés esetén. A 8.9. ábra egy ellenütemű frekvencia-háromszorozó fokozatot mutat E 88 CC elektroncsövel. A csőnek a rezgőkörökkel párhuzamosan kapcsolódó bemeneti és kimeneti kapacitáskor egy csőfél elektróda-kapacitáskorának a fele csőfél, mert a két csőfél a kapacitáskorok nézve sorba van kapcsolva. Az ellenütemű frekvencia-sokszorozó csak páratlan sokszorozóra (3, 5, 7 stb.) alkalmas és ezek közül is gyakorlatilag csak a háromszorozók esetén szolgáltatott elfogadható kimenő teljesítményt.

A frekvencia-sokszorozó kapcsolásokban trióda elektroncsövek is alkalmazhatók, mert a mászkörü és anódkörü rezgőkörök eltérő frekvenciára

8. URH adókészülékek

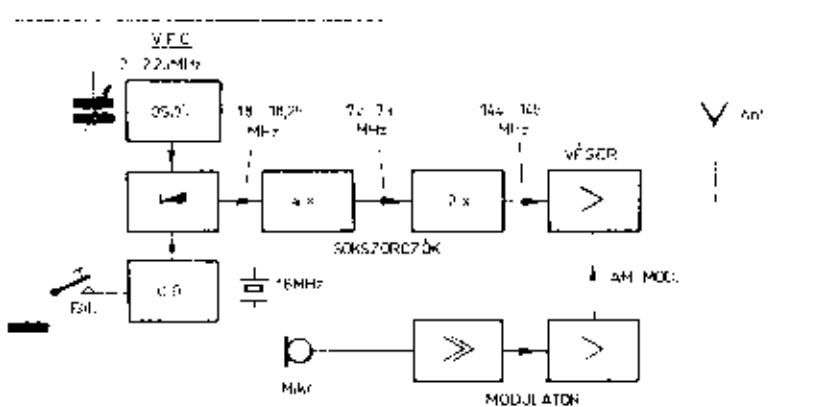
dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5 BK

A rövid- és ultrarövid hullámok egy-
mélől való elhatárolása teljesen ön-
kényes és a megkülönböztetésre es-
tán a terjedésheli tulajdonságok ad-
nak némi jogalapot. A határként kijel-
ölt frekvencia általában 30 MHz,
amely alatt rövidhullámokról, felette
ultrarövid hullámokról beszélünk. Az
ultrarövid hullámok tartományja 30
MHz és 1000 MHz között esik és
idegen szavak rövidítésével a sáv
30...300 MHz-es szakaszát VHF-
sávoknak (Very High Frequency), a
300...1000 MHz-es szakaszt UHF-
sávoknak (Ultra High Frequency) is
szokás nevezni. Az 1000 MHz-nél na-
gyobb frekvenciákra a mikrohullám
megnevezés a szokásos, SHF (Super
High Frequency) rövidítéssel. A je-
lenlegi amatőr gyakorlatban három
amateur sáv van használatban 30
MHz felett. Ezek:

- a VHF sávban: 144...148MHz
(2 méteres sáv)
- az UHF sávban: 430...440MHz
(70 cm-es sáv)
- az SHF sávban: 1250...1300MHz
(23 cm-es sáv)

Az 1250 MHz-nél magasabb frekvenci-
ra engedélyezett amatőrsívek az
amatőrök részéről ma még jórészt
felderítetlenek. Az itt felsorolt három
amatőrsávból is csak a 144...148
MHz-es 2-méteres sáv van (jóval a le-
hetősegek alatt) kihasználva, míg a
430 MHz-es (70 cm-es) sávot általában
csak az OSCAR-műholdak megújta-
sára használják.

Elvileg nem volna szükséges, hogy
eltérés legyen az RH és URH kapoc-
sástechnika között, de mégis a jelen-
leg megvalósítható áramkörök eltérő
felépítést igényelnek már a 2 méteres
sáv esetén is. A 144 MHz-es frekvencia
durván ötszöröse a legnagyobb
frekvenciójú (28...30 MHz-es) rövid-
hullámú sáv frekvenciájának. Míg a
28 MHz-es (10 méteres) sávban is
esetként gondot okoz az elektron-
csövek - elsősorban a végcső - be-
meneti és kimeneti kapacitá-
sainak jelenléte, amely kapacitásokat
már figyelembe kell venni a csatoló
rezykőrök hangoló elemeként. Sokkal
nagyobb mértékben így van ez a 144
MHz-es és a magasabb frekvenciájú
sávokban. Mint indukciós jelenség,
a frekvencia növelésével egyre je-
lentősebbé válik az elektrodákra esat-
lakozó vezetők induktivitása, akár
a csöves, akár a tranzistoros foko-
zatoknál. Ugyanakkor kedvezőtlenül be-
folyásolja a fokozatok működését az
elektroncsövek katódjából kilépő elek-
tronok katódsínel közötti futási ide-
jük összemérhetősége az orfáltentő
jel periódusidejével. Bonyolítja a hely-
zetet a hullámhossz relatív kicsiny
válna, vagyis az a tény, hogy az alkál-



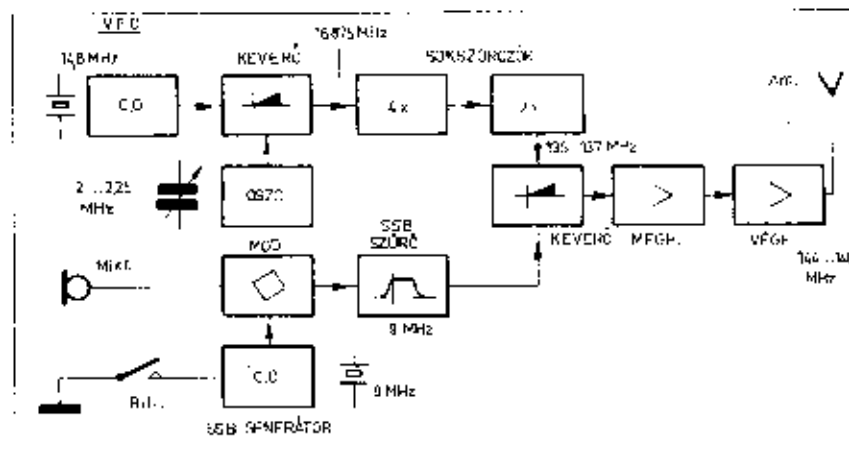
8.1. ábra. Keverő rendszerű VFO-val felépített 144 MHz-es adó töltőművel. A vívőfrekvenciát a sokszorozók hozzák létre. Az amplitúdó-modulációt a végfokozatban történik.

mazott alkatrészek, vezetékek, kon-
denzátorok stb. mechanikus méretei
ma már nem hanyagolhatók el a hullám-
hosszhoz képest.

Az URH-adók alacsonyfrekvenciás
- 30 MHz alatti - fokozatai természet-
esen mindenben megegyezhetnek
egy RH-adó megfelelő fokozataival.
URH-technikáról és felépítéséről csak
ott kell beszélnünk, ahol a jel frekvenci-
ája 50...100 MHz-nél nagyobb. Kö-
rülbelül 50...100 MHz az a határ,
amely alatt különösebb nehézség nél-
kül alkalmazhatók az RH-technikára
jellemző felépítési hangoló elemek,
legalábbis a kisteljesítményű fokoza-
tok esetében.

Az URH-adók elvi felépítése azonos
lehet a 7.3. ábrán vizsgált RH-megoldá-
sokkal, azzal a különbséggel, hogy a
végfrekvencia és az annak előállításá-
hoz szükséges gerjesztések (pl. L.O.)

frekvenciája az URH-sávban megte-
lelően magas értékű. A táviró- (CW)
és RTTY-RSK, valamint AM-üzemi
URH-adók végfrekvenciája egyszerű
frekvenciasokszorozással is előállítha-
tó, legfeljebb a sokszorozási szám lé-
nyegesen nagyobb, mint a rövidhul-
lámú adók esetében. Ez a létszólag
egyszerű megoldás azzal a hátránnyal
jár, hogy az oszcillátor (esetleg szabá-
dondító) frekvenciaingadozása is a
sokszorozási számnak megfelelően je-
lentősebbé válik a kimeneten, mint a vívő-
frekvencia instabilitása (pl. csipogás).
Ezen nehézség miatt egyszerűen realizál-
ható URH-adók gyakorlatilag csak kristály-
vezérléssel építhetők. Kedvezőbb a
helyzet a transzponáló VFO-val bíró
URH-adóknál, mert a VFO frekvencia-
instabilitása a szükséges mértékre
szűrhető le. Egy ilyen adó műve-
látását mutatja a 8.2. ábra.



8.2. ábra. Keverő rendszerű VFO-val működő egyszerű transzponált URH-adó CW- és SSB-üzemi módban.



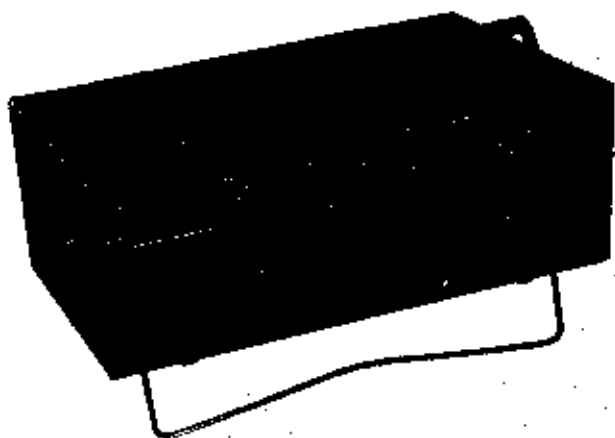
***Mi gondolunk
az ÖN HOBBIJÁRA***

BEAG

**MIKROFONOK
ERŐSÍTŐK
KEVERŐK
HANGOSZLOPOK
FEJHALLGATÓK**



BEAG ELEKTROAKUSZTIKAI GYÁR
1581 BUDAPEST 146. PF. 25.



Teljesítmény hanggenerátor TR. P. I. F. III.

Általánosan felhasználható mindexekhez a laboratóriumi, üzemi és szervizmérésokhoz, amelyeknél 20 Hz–20 kHz frekvenciatartományban 10 W teljesítmény esetén igen kis torzítású jelre van szükség. (Pl.: hangszórók, rádió-, televíziókészülékek hangfrekvenciás fokozatai, hangfrekvenciás erősítők, hangfrekvenciás transzformátorok stb. mérőkhöz.) Ezen felül 200 kHz-ig szinusa feszültséggenerátorként, 20 Hz–200 kHz között négyzög feszültséggenerátorként is használható. A beépített digitális frekvenciamérő lehetővé teszi a gyors és pontos frekvencia beállítását és leolvasását. A kijelző „4 számjegyű” Nixie csövekkel történik. A készülék 1 MHz-ig mint digitális frekvenciamérő is használható. A műszer koraszár felépítése, tranzistoros és lineáris integrált áramkörökkel felépített áramkörrel biztosítja a berendezés nagy stabilitását és megbízható működését. Kivétel és kezelő szervel igen kényelmes és könnyű, biztonságos kezelést tesznek lehetővé.

Műszaki adatok

1. Oscillátor

1.1 Frekvenciatartomány:	20 Hz–200 kHz	szinusz	négyzög
Sávok:		szinusz	négyzög
1.	20 Hz–200 Hz	szinusz	négyzög
2.	200 Hz–2 kHz	szinusz	négyzög
3.	2 kHz–20 kHz	szinusz	négyzög
4.	20 kHz–200 kHz	szinusz	négyzög

1.2 Kimenő feszültség: 1 V-eff szinusz, négyzög

1.3 Feszültség-ingadozás sávonként: 0,5 dB

1.4 Torzítási tényező (THD+50 Hz+20%): 0,1 % 20 Hz–20 kHz
tipikusan: 1 kHz-en 0,04 %

1.5 Felhúzási idő: 0,5 μsec

1.6 Tűrésés 0% μsec

2. Generátor

2.1 Frekvenciatartomány: 20 Hz–200 kHz

2.2 Kimenő teljesítmény: max. 10 W

2.3 Torzítási tényező (szinusz) (K): 0,2 % 200 Hz–20 kHz között
0,3 % 20 Hz–200 Hz között

2.4 Optimális terhelő ellenállások: 5, 15, 150, 600 Ohm

szimmetrikus

600, 2400 Ohm

aszimmetrikus

2.5 Kimenő feszültség változása: max. –6%, +2% (10%–5% hálózati feszültségváltozástól)

2.6 Zajszint: (max. feszültségre) –60 dB-nél jobb

2.7 Osztó: 0 dB–(-60) dB 4 fokozatban (szinusz, négyzög)

2.7.1. Osztó max. fesz. szinusz 10 V-eff. négyzög 10 V. p-p

2.7.2. Osztó pontossága ±2 %

2.7.3. Az osztó kimenő ellenállása: mind a 4 fokozatban 90 Ohm ±20%

2.7.4. Az osztó kimenetén négyzögjel esetén: felhúzási idő 2 μsec, tűrésés: 2% m sec

3. Erősítő külső vezetéssel

3.1 Frekvenciátvitel: max 0,2 dB 200 Hz–16 kHz között max. 0,4 dB 20 Hz–20 kHz között

3.2 Érzékenység: 1 V (10 W-nál)

3.3 Torzítás (10 W-ra vonatkozó) (K): 0,1% 200 Hz–20 kHz között
0,2% 20 Hz–200 Hz között

4. Beépített frekvenciamérő

4.1 Bemenő impedancia: nagyobb mint 15 Kohm ! 50 pF

4.2 Érzékenység: 200 mV-eff

4.3 Max. bemenőjel: 10 F-eff (Tűrés, védelem, 100 V-eff-ig)

4.4 Frekvenciamérés:

4.4.1. Mérési tartomány: 10 Hz–1 MHz

4.4.2. Kapuidők: 1 sec, 0,1 sec, 0,01 sec.

4.4.3. Leolvasás: 1 Hz (automatikus kioldópont-választással)

± 6·10⁻³

4.4.4. Pontossága:

4 számjegyű. Nixie csövekkel

4.4.6. Mérés gyakorisága 2 sec.

5. Kimenő feszültségmérő

5.1 Mérési tartomány: 1–100 V

Mérőhatárok: 10 V, 30 V, 100 V

5.2 Mérési pontosság: max. ±2 % (20 Hz–20 kHz)

6. Használati hőmérséklet tartomány: +10°–+35 °C

7. A környezetre max. páratartalomra: 90 %

8. Max. teljesítményfelvétel: 60 VA (110–220 V)

9. A készülék mérete: 42×260×175 mm

10. Súly: kb. 16 kg.

Gyártja:

Fővárosi Finommechanikai Vállalat
1072 Budapest, Nagydiófa u. 14.

Forgalomba hozza:

Műszer- és Irodagépértékesítő Vállalat
Elektronikus Mérőműszerek Osztálya
1065 Bp., Bajcsy-Zsilinszky út 37.



Tekerés	Induktív- lás	Menet- szám	Huzal	Tekeréscső	Megjegyzés
L ₁	0,8 μH	8	1 mm CuZ	légmagnes Ø10 mm	Szorosan egymás mellé
L ₂	—	6,5	2 mm CuAg	légmagnes Ø40 mm	Tekeréshossz: 55 mm leágazás: a 2. és a 3,5. menetenél
L ₃	—	18	2 mm CuZ	légmagnes Ø40 mm	Tekeréshossz: 70 mm leágazás: a 0. menetenél
Ft ₁	110 μH	90	0,5 mm	kalitrad Ø 20 mm	Szorosan egymás mellé. Használható a 100/4,5 típusú fojtó is.
Ft ₂ - Ft ₃	—	6	CuZ 1,0 mm		Az 50 ohmos ellenállásra tekercselve
Ft ₄ Ft ₇	2 × 55 μH	2 × 30	1,0 mm CuZ8	kerámiad Ø10 mm	A két szál szorosán egymás mellett tekercselve
Ft ₆	2,5 mH				
Ft ₈	110 μH	90	0,5 mm CuZ	kalitrad Ø 20 mm	tekeréscső hosszúsága: 120 mm

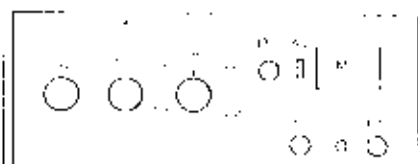
Mechanikai felépítés

A lineár főkozat teljesen zárt (180 mm magas, 420 mm széles, és 350 mm mély) dobozba került beépítésre. A nagyobb helymeghatározó alkatrészek elhelyezését a 7.75. és a 7.76. ábra szemlélteti. (A többi a berajzolt alkatrészek elhelyezéséből adódik.) A szerelőlap magassága 40 mm. Mivel a csövek sok hőt fejlesztenek, perforált lemezből készüljön a doboz. A jobb hűtés eléréséhez a kéményhatást is vonjuk be úgy, hogy a csövek körül a szerelőlapon és a doboz alján Ø 3,5 mm-es furatokat fúrunk. A Collins-tekeréscső öntartó kivitelűek. Lehetőleg úgy helyezzük el őket, hogy az árnyékolóelemeztől is és a doboztól is legalább 30–40 mm távolságra legyenek. A sávváltó kapcsoló 1 × 5 állású kerámia-nyelvény, amelyből két-

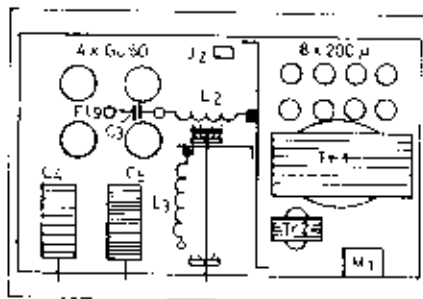
tőt kapcsolunk párhuzamosan. A GU-50 foglalatáról szereljük le a zárható fémburát és csak a kerámia foglalatokat szereljük fel a szerelőlapra. A csövek behelyezését figyelmesen végezzük!

A készülék üzomban helyezése

Körülbelül 50 watt meghajtóteljesítményre van szükség, hogy a lineár 500 watt inputtal üzemeljen. Ha a meghajtó adó egy transzceiver, amelynek a teljesítménye nagyobb, a MIC GAIN-t vegyük vissza. Csatlakoztassunk a CS csatlakozóra 50 ohmos műterhelést (jobb híján 2 db 220 V-os, 300 wattos izzólámpát párhuzamosan kapcsolva). Meghajtás nélkül ellenőriz-

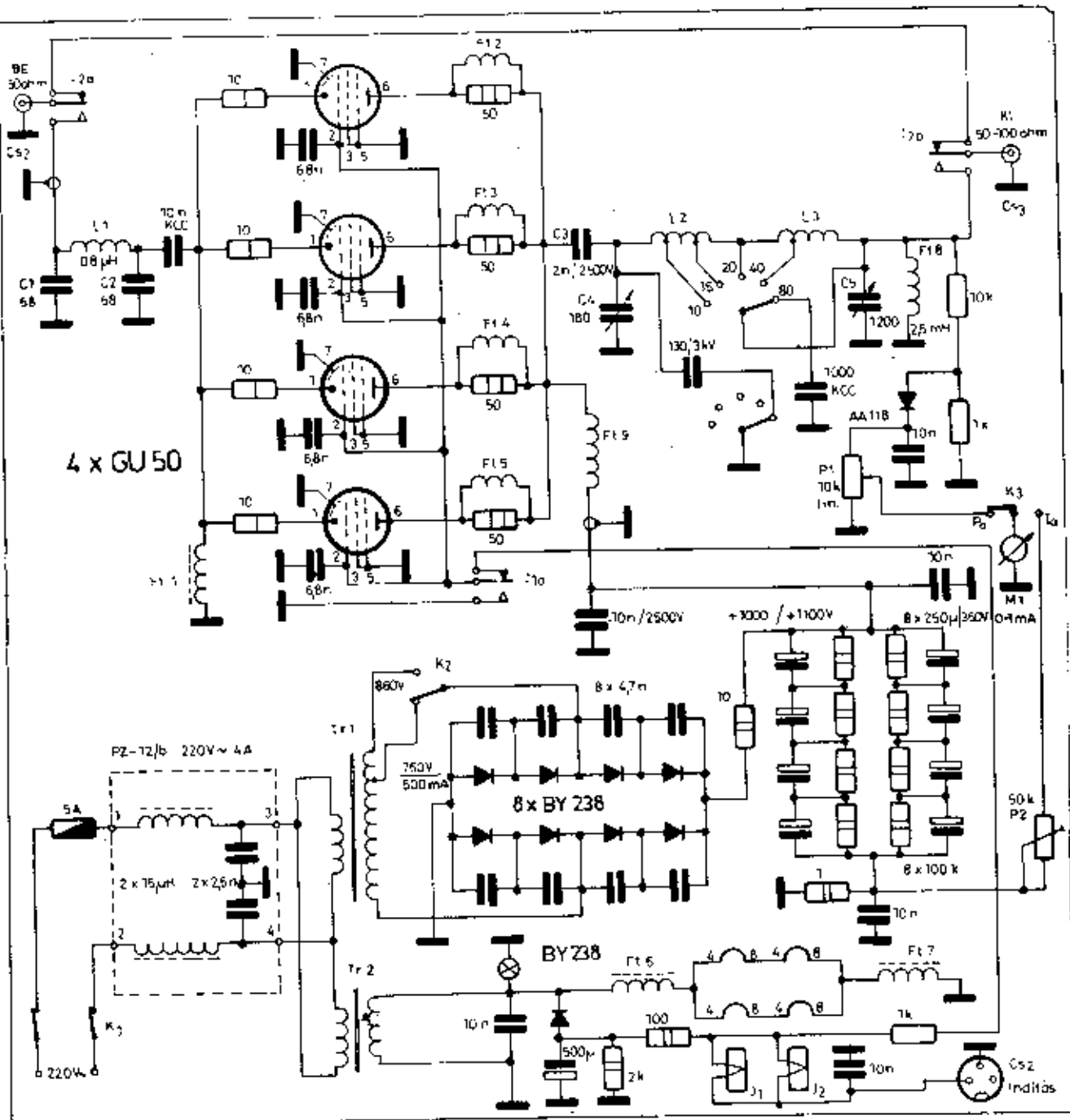


7.75. ábra. A kezelőszervek elhelyezése az előlapon



7.76. ábra. Az alkatrészek elhelyezése a szerelőlapon

zük a nyugalmi anódfóramot (kb. 100 mA). 300 mA-ig növeljük a meghajtást, majd a C₁-gyel vegyünk dipet. Kapcsoljuk át a K₁-es kapcsolót és a C₁-tel, majd ismét a C₁-gyel maximális kimeneti szintre hangoljunk. Növeljük 500 mA-ig a meghajtást, majd ismét gyorsan az előbbieket szerint járunk el. A K₂ kapcsolót kapcsoljuk 1100 V-ra és finomítjuk a hangolást. Úgyoljunk arra, hogy az anódfóram 800 mA fölé ne emelkedjen, mert ez a csövek élettartamát csökkenti. SSTV- és RTTY-üzemmódban 500 mA-nál ne legyen nagyobb! SWR = 200 B típusú SWR- és teljesítménymérővel ellenőrizve a lineár végfok hatásfokát, 3,5–21 MHz között 65%, 28 MHz-en 55% volt.



7.14. ábra. A végfokozat teljes kapcsolási rajza

csaló állásától függően vagy a kimennei relatív feszültséget, vagy az anódáramot méri. A P_2 -vel lehet beállítani a műszer 1 A-os méréshatárát az anódáram méréséhez.

A lineáris végfokozat működését a CS_1 tuchelről történik. (FT esetén az ACC-csatlakozó 9-10-es pontját kell csatlakoztatni.) Az adás-vétel közötti szükséges átkapcsolásokat a J_1 és a J_2 jelfogó végzi. Vétel állásban az antenna a J_2 jelfogó érintkezőin keresztül a meghajtóra, onnan pedig a vevőre csatlakozik, akkor is, ha a végfok nincs bekapcsolva.

A J_1 - J_2 jelfogók áramkörét egy kapcsolóval megszakítva „stand by” üzemet is megvalósíthatunk. Ez készenléti üzem, csak a meghajtó adó teljesítménye jut ki az antennára. A végfokozat elkészítéséhez szükséges adatokat a 7.5. táblázat tartalmazza.

Tápegység

A tápegységben két hálózati transzformátor található. A Tr_1 -es az anód-feszültség előállítására szolgál. A szükséges

egyenfeszültséget 8 db szilícium dióda (Gratz-kapcsolásával állítjuk elő. Hangoláskor vagy folyamatos üzem esetén - SSTV és az RTTY-üzem módban - a K_1 kapcsolóval csökkenthetjük az anód-feszültséget, a végcsövek kímélése érdekében. A Tr_2 -es transzformátor állítja elő a fűtő-feszültséget, valamint a jelfogók műköltetéséhez és a csövek lezárásához szükséges negatív egyenfeszültséget.

A nagyfrekvenciás jelek hálózatra történő kijutásának megakadályozására került beépítésre egy gyári PZ-12/b típusú nagyfrekvenciás szűrő.

erősítő előfeszültségét az 5 kohmos potenciométerrel állíthatjuk ha a B-osztályú munkapontnak megfelelő értékre. Ez a feszültségérték kb. 25–30 V között van. A P₁ potenciométer ki van vezetve az előlapra és úgy kell beállítani, hogy meghúzott jelző mellett a cső anóddárama kb. 20 mA legyen, nagyfrekvenciás vezérlés nélkül.

A készülékben elhelyezett nagyfrekvenciás tekercsek adatait a 7.7. táblázat tartalmazza. Az erősítő tápegység nélkül egy 205×185 mm előlap-méretű és 180 mm mély öntött alumínium dobozban lett elhelyezve. Belső felépítését a 7.68. ábra mutatja. A tápfeszültségek csatlakoztatására 10 pótlási P₁₀ csatlakozót használtunk, míg a nagyfrekvenciás koaxiális kábelhez Amphénol típusú csatlakozókkal csatlakozunk. Az alkatrészek panel alatti elhelyezését 7.69. ábránk mutatja. A vízszintes szerelő panel mélysége 165 mm, magassága 65 mm.

A tápegység

A tápegység az adótól különálló dobozban nyert elhelyezést. Szolgáltatja mindazokat a feszültségeket, amelyek a lineáris erősítő táplálására valók, valamint az antenna és egyéb jelzők számára 12 V egyenfeszültséget. A tápegység kapcsolási rajza a 7.70.

ábrán látható. A tápegység két hálózati transzformátort tartalmaz. A Tr, a végerősítő cső anódegyenirányítóját táplálja, átkapcsolhatóan 400–800 V_{eff} feszültséggel. A végerősítő lehangolásának ideje alatt célszerű kisebb anódfeszültséggel járni a fokozatot, mert az esetleges félrhangoláskor így nem léphet fel túldisszipáció, ami a csövet tönkretelthető.

A 800 V-os feszültség egyenirányítására 8 db 51EK-7 típusú szilíciumdiódából felépített Graetz-kapcsolás szolgál. A diódákkal párhuzamosan kapcsolt 1 nF-os kondenzátorok a meredek kapcsolási impulzusok által keltett, a vevőben jelentkező zajt szüntetik meg. A nagyfeszültség szűrésére „vevő-típusú” elektrolitikus kondenzátorokat alkalmazunk. A hármasával sorbakapcsolt 50 μF-os kondenzátorok 16 μF kapacitást adnak eredetileg az egyes szűrőágakban. A Graetz-egyenirányító a B₁₂, 1 A-os biztosítékon, valamint egy fojtótokeresen keresztül csatlakozik az első szűrőkondenzátorra. Az Ft₁ fojtótokeres korlátozza a bókapcsolási áramlököket, amelyek a diódákra nézve veszélyesek lehetnek. A fojtótokeresrel párhuzamos ellenállás (1,6 kohm) a tekercs zaját lengéscit csillapítja. Az Ft₁ és az Ft₂ fojtótokeres azért van a tápegység negatív vezetékében elhelyezve, mert így a földpotenciálon levő vasmag felü gyongébb szigetelés is elegendő, illetve nem áll fenn a vas-

mag felé való átütés veszélye. A sorbakapcsolt szűrőkondenzátor egyes elemivel párhuzamos 33 kohmos ellenállások a homogén feszültségeloszlást vannak hivatva létrehozni és egyben az illető kondenzátoroknak kisütő ellenállásaként is szolgálnak átütvédelmi okokból.

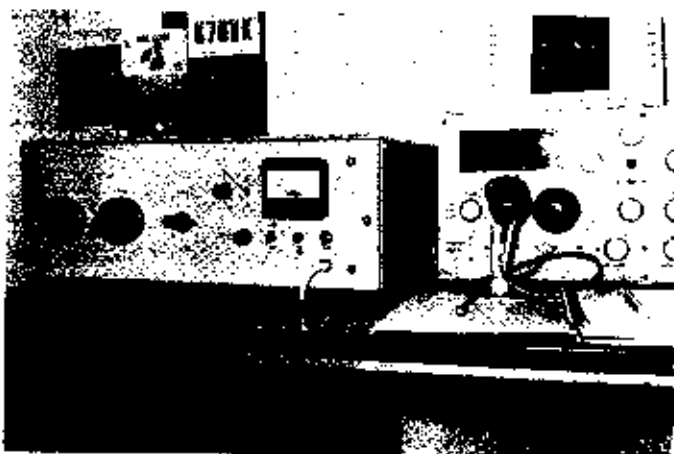
A segédhálófeszültség, valamint az előfeszültség tápegysége a szokásos felépítésű. Mindkét feszültség stabilizált. A segédhálófeszültséget egy régi típusú SV 280/40 jelű stabilizátorcső teszi függetlenné a hálózati ingadozásokkal szemben, míg az 54 V-os előfeszültséget két sorbakapcsolt Zener-dióda stabilizálja.

A relé meghúzására szolgáló 12 V-os egyenfeszültséget a 6,3 V-os fűtőkerev feszültségéből nyerjük, feszültségkötéseszerű egyenirányítással.

A tápegység előlapjának kiképzését 7.71. ábránk mutatja. A 270×180 mm-es előlapon (balra) az hálózati kapcsoló (K₁), a nagyfeszültség átkapcsolója (K₂), valamint a bókapcsoló állapotot jelző 6,3 V-os izzó és a feszültségeket jelző glóbulámpák foglalnak helyet. Az előlapon levő biztosító a hálózat közös biztosítója. A tápegység belső felépítését 7.72. ábránk szemlélteti. A 20 mm vastag keményfa lemezre szerelt tápegység mélysége 280 mm. Az előlapot is tartó két lapvasból hajlított keret felfordított állapotban (szereléskor) védi az alkatrészeket.

500 wattos lineár végfokozat

Kollár Ernő HA 5 DB



7.73. ábra. A lineár végfokozat fényképe

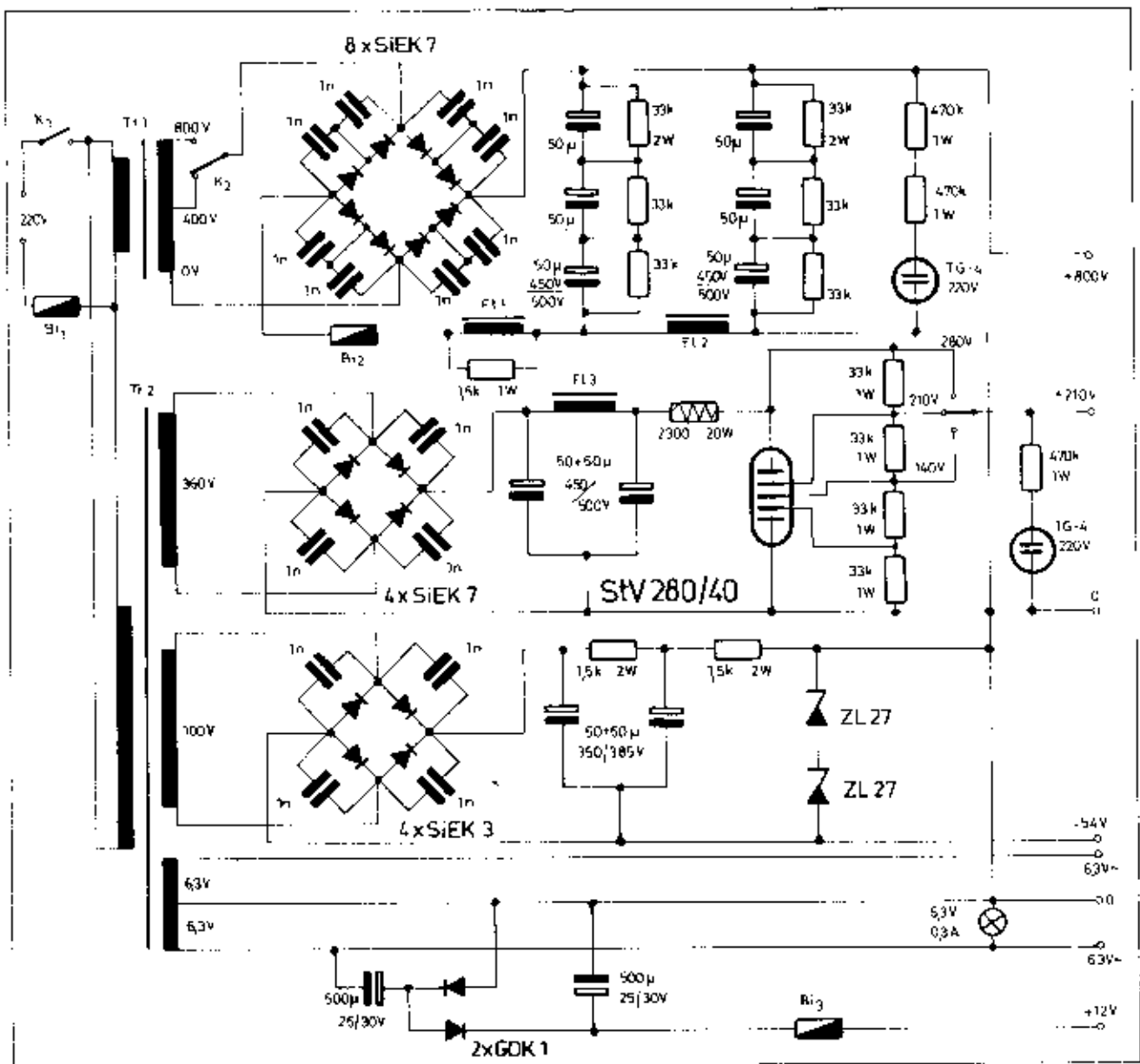
Az alábbiakban ismertetésre kerülő 500 wattos lineár végfokozat 4 db GU-50-es adópentódu párhuzamos kapcsolásával került megépítésre, a tápegységgel közös dobozban (7.73. ábra). A végfokozat mind az öt amatőrsávon működik. A szükséges meghajtó teljesítmény sávonként változóan 40–100 watt PEP között van.

Az előírásoknak megfelelően a végfokozatot csak azok az amatőrállomások üzemeltethetik, akik az illetékes szervezettől erre engedélyt kértek és kaptak.

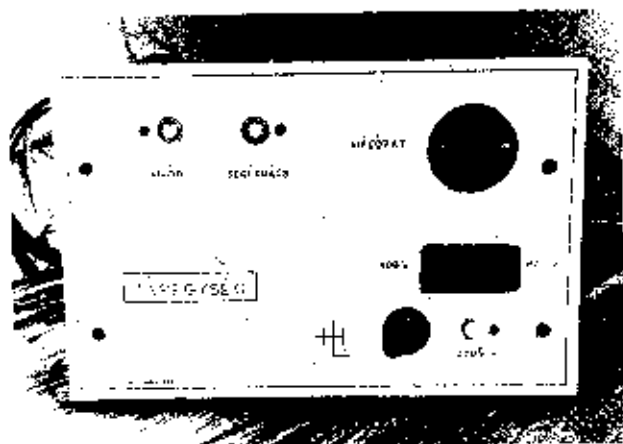
Elektromos felépítés

A készülék teljes kapcsolási rajza a 7.74. ábrán látható. A párhuzamosan kapcsolt 4 db GU-50 földeltródsú kapcsolásban, AB-osztályú beállításban dolgozik. Vezérlést a katódban kapja egy 35 MHz határfrekvenciájú C₁–L₁–C₂ felülvágó szűrőn keresztül. Az elektroncsövek G₁ és G₂ rései földön vannak. A vezérlőrések a J₁ jelzőn keresztül vétel állásban –30 voltal vannak lezárva. Adásnál a jelzőgő behúzás és a vezérlőréseket testre

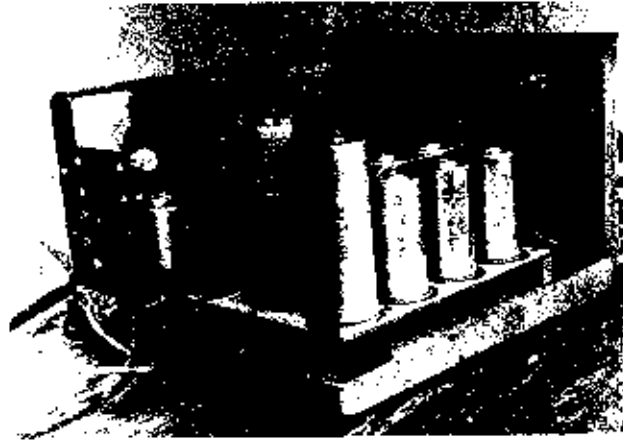
teszi, akkor esővönként kb. 20–25 mA nyugalmi anóddárammal számolhatunk. A csövek fűtése fojtótokeresen keresztül történik, hogy a fűtőkatód kapacitáson minél kevesebb energia jusson veszendőbe. Az ultragerjedések elkerülése érdekében az anódkörökben a jólismert R–L kombináció van, amelyek közvetlen a csőfoglatokra vannak forrasztva. Az anódkör illesztését az antennához a szokásos Collins-szűrő biztosítja. A hangolás megkönnyítésére került beépítésre az M₁ műszer, amely a K₂ kap-



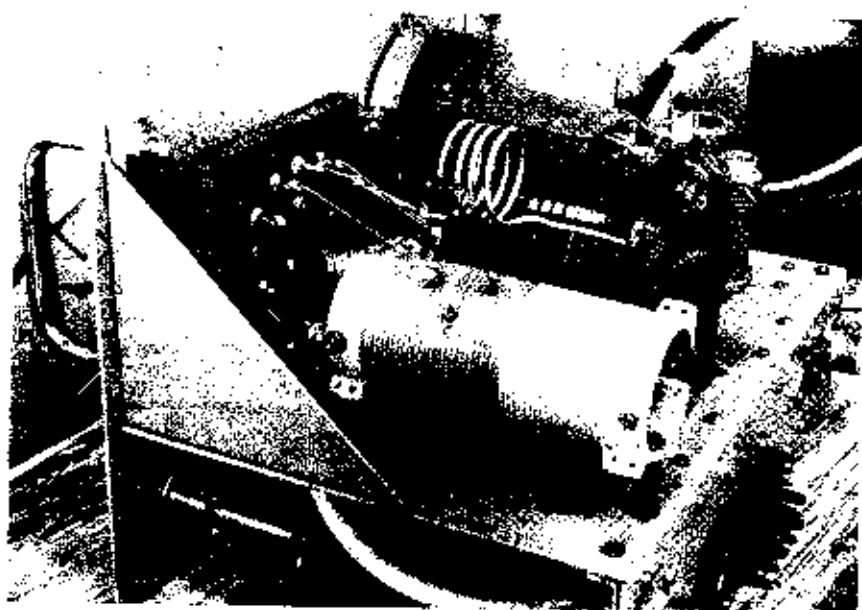
7.70. ábra. Az erőmű tápegységének kapcsolási rajza



7.71. ábra. A tápegység előlnézetben (dobozból kihúzva)



7.72. ábra. A tápegység belső felépítése



7.67. ábra. Az anódköri Collins-szűrő kivétel. A 28 MHz-es sív tekercse (L_{12}) ön-hordó kivételű, a többi tekercs közös testen leigazításokkal készült

A neutralizáció mértéke az 1–3 pF-os miniatűr trimmerrel beállítható. Le-kapcsolt antenna mellett a trimmert olyan helyzetbe kell hozni, hogy a vég-erősítő cső ne gerjedjen be azonos frekvenciára állított anód- és rácskör esetén, valamint A-osztályú munka-pont mellett sem.

A készülékbe beépített 1 mA/1 V-os mérőműszer lehetővé teszi a tápfeszültségek ellenőrzését, valamint az antennára jutó nagyfrekvencia szint-jének mérését. A műszer skálája az egyenfeszültségeken kívül a nagyfrekvenciás teljesítménynek megfelelően wattokban is kalibrálva van és így hiteles lezárás esetén, (1:1 arányú álló-hullámarány környezetében) a kimondó teljesítményt is mutatja. A vég-erősítő cső kivételének mértékét a katódárammal ellenőrizhetjük, a katód-

vezetékbe helyezett szantellenálláson fellépő feszültség mérésével.

Az 50 ohmos koaxiális kábelben lévő nagyfrekvenciás feszültség szintet egy 6AL5-ös dióda egyik fém érintkezőjé. A műszer végkitérése a 0,5 megohmos potencióméterrel 100 W-ra beállítható. (A teljesítmény-skála a végkitérés fele erősen sűrűsödő kalibrációjú.)

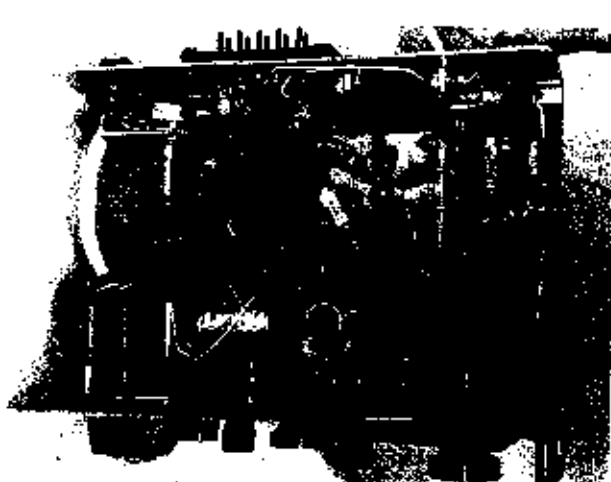
A csővek előfeszültségét az adóállomás kezelő-egységében elhelyezett adás-vétel kapcsolóval két érték között kapcsolgatjuk. Vétel állásban amikor a jelfogó (rolé) elmozdított állapotban van – mindkét elektron-egő vezérlőrácsa a tápfeszültség felől érkező maximális negatív előfeszültséggel le van zárva. Így anódláram nem folyik és a csövek nem okozhatnak zavaró zajnövekedést a vételben. A -50 V körüli feszültség a vég-erősítő cső számára is elegendő a lezáráshoz. Adás alkalmával a kezelő egységben lévő adás-vétel kapcsoló rövidre zárja a hárompólusú csatlakozó 2–3 pont-jait és így a jelfogó meghátr. Ezáltal megszűnik az előerősítő cső lezáró előfeszültsége. Az A-osztályú munka-ponthoz szükséges előfeszültség a cső katódelállásban jön létre az átfolyó anódláram hatására. Adás alatt a vég-

7.1. táblázat

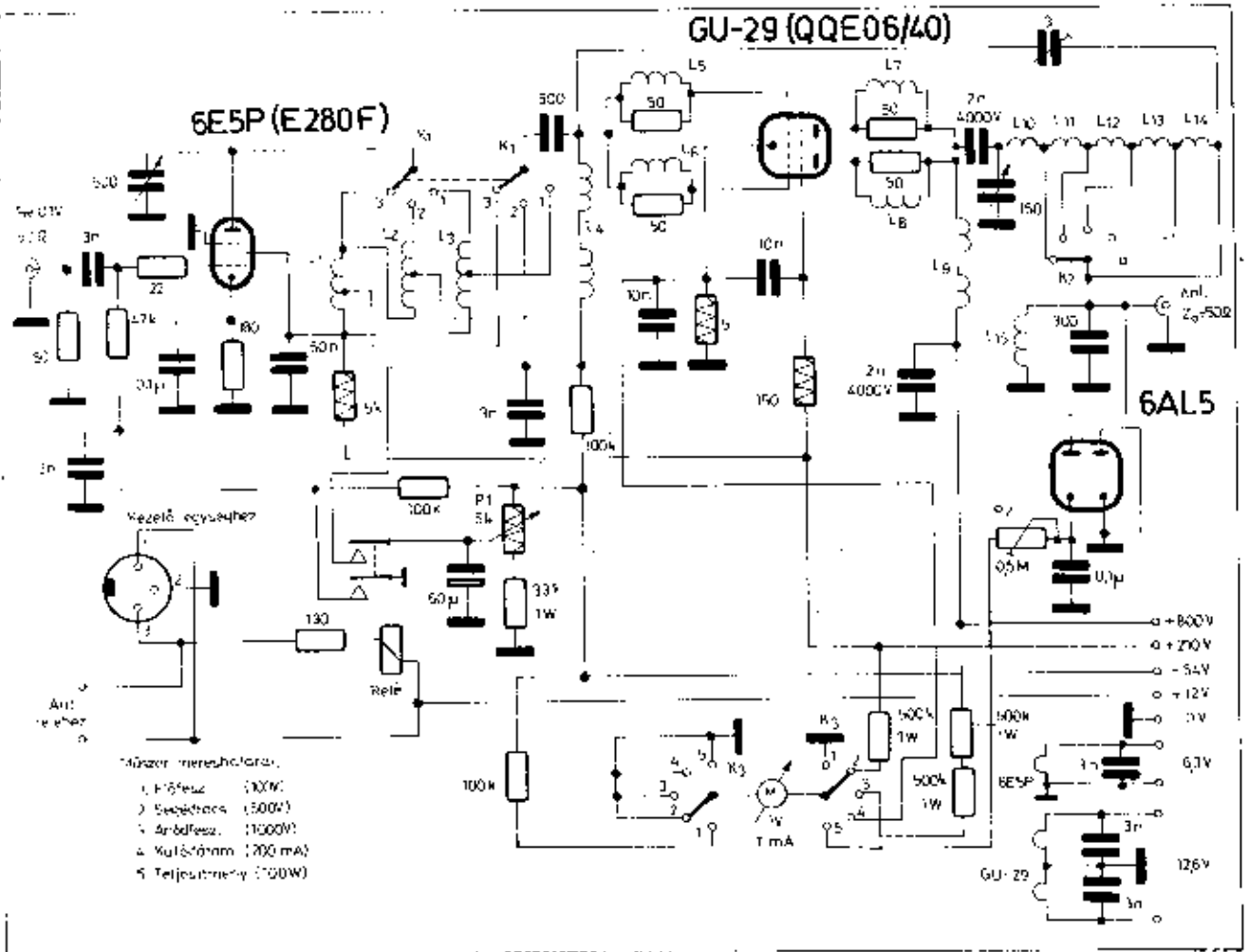
Tekercs	Induktivitás (μH)	Menetszám	HuzalØ (mm)	Tekercsátmérő (mm)	Megjegyzés
L_1	0,35	8	CuAg 1	13	lezárási a 3. menetszám
L_2	0,9	10	CuAg 1	18	lezárási a 4. menetszám
L_3	6,6	16	CuAg 0,3	20	lezárási a 10. menetszám
L_4	850	2x270	CuAg 0,12	5	lezárási a 10. menetszám
L_5	0,08	4	CuAg 0,8	6	nagy térközű
L_6	0,08	4	CuAg 0,8	6	nagy térközű
L_7	0,1	5	CuAg 0,8	6	nagy térközű
L_8	0,1	5	CuAg 0,8	6	nagy térközű
L_9	990	150	CuAg 0,2	16	erősítő tekercs
L_{10}	0,4	4	CuAg 2	26	térközű
L_{11}	0,6	3	CuAg 1	42	térközű
L_{12-13}	1,7	8	CuAg 1	42	térközű
L_{13-14}	5,2	11	CuAg 1	42	térközű
L_{15-16}	14	25	CuAg 1	42	térközű
L_{17}	200	100	CuAg 0,12	5	nálcselt



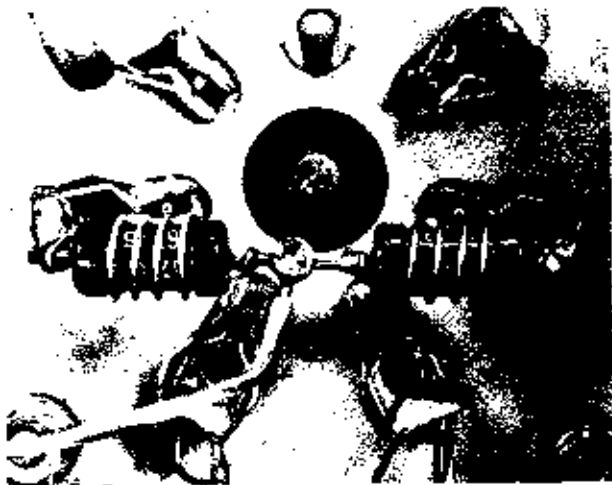
7.68. ábra. A 60 W_{max} teljesítményű lineáris erősítő belső felépítése



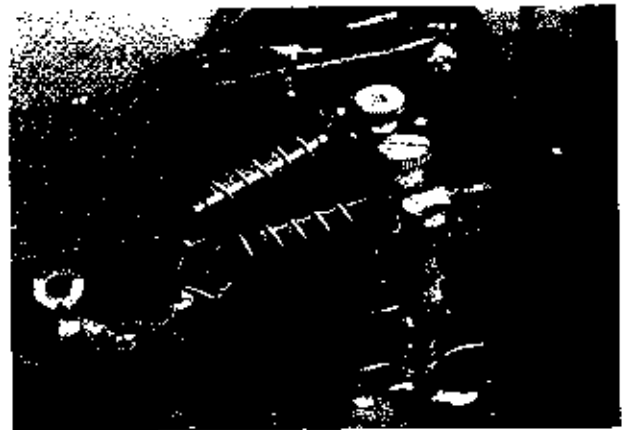
7.69. ábra. Az alkatrészek elhelyezése a panel alatt



7.64. ábra. A lineáris erősítő kapcsolási rajza



7.65. ábra. A két vezérlőrőce párhuzamosan kapcsolási rajza szolgálatú „gerjesztésgyűjtő” fajtótekercsek



7.66. ábra. Az anódkör gerjesztésgyűjtő fajtótekercsek a cellárpító elemekkel

60 W_{pep} teljesítményű lineáris végerősítő



dr. Hetényi László HA 5 BK
okl. vill. mérnök

Modern amatőr adóállomások tele-
fónia üzemmódban kizárólag az egy-
oldalsós vevőszert – az SSB-t –
használik. A hagyományos kétoldal-
sós amplitúdó-modulációval szem-
ben az elnyomott vevői egyoldalsós
jel előállítására nem a végerősítő fo-
kozatban, hanem valamelyik kistel-
jesítményű fokozatban történik. A
néhány mW, vagy legfeljebb néhány-
szor 10 mW nagyságú SSB-jel felerős-
sítése csak lineáris működésű, azaz
torzításmentes erősítőkkel lehetséges.
Ez azt jelenti, hogy az erősítő bemen-
etén és kimenetén levő nagyfrekvenc-
iás jelek amplitúdói között egyenes
arányosság áll fenn, ugyanúgy, mint
a kistorzítású hangerősítők esetében.
A lineáris üzemmód kizárja az adók-
nál egyébként megszokott C-osztályú
fokozatok alkalmazását. Az egyes erő-
sítő fokozatok csak A, vagy legfeljebb
B-osztályú munkapontúak lehetnek.

Régebben (és részben ma is) az
amatőr-adók névleges teljesítményén
a végerősítő fokozatba (anódkörbe)
bemenő egyenáramú teljesítményt ér-
tettek, mert a nagyfrekvenciás tel-
jesítmény mérése nagy nehézségekbe
ütközött. A korszerű SSB-adók név-
leges teljesítménye a kimenő teljesít-
ményt jelöli, azt a teljesítményt,
amely az antennába jut. Névleges tel-
jesítménynek azon teljesítményszintet
tekintjük, amelyet az adó a modu-
lációs burkológerbe csatlósánál szol-
gáltatni képes. Erre utal a W_{pep} meg-
jelölés is, amely a „Watt peak envelop
power”, burkoló csüesteljesítmény rö-
vidítése.

Műszaki leírás

Az erősítő két fokozatot tartalmaz,
egy A-osztályú előerősítőt és egy B-
osztályú végerősítőt (7.64. ábra). Az
előerősítőben alkalmazott nagyfre-
kvenciás szélessávú pentóda (6E5P
vagy E 2K0 F) 0,1 V bemenő feszültsé-

Műszaki adatok

Erősítőnk mind az öt rövidhullámú ama-
tőrészen működik. A leadott teljesítmény:
3,5 MHz-en 60 W_{pep}
7 MHz-en 60 W_{pep}
14 MHz-en 60 W_{pep}
21 MHz-en 58 W_{pep}
28 MHz-en 52 W_{pep}
Bemenő egyenáramú teljesítmény:
N_{av}: 80–90 W
Vezérlőfeszültség: 100–150 mV_{ac}
Bemeneti és kimeneti impedanciák:
Z_{in} = 50 ohm

séggel már teljesen kivézerli a GU 29
vagy QJE 06/40 végerősítő csövet.
Az előerősítő rúcskőre aperiódikus, a
bemenő impedanciát egy a bemenet-
tel párhuzamosan elhelyezett ellen-
állás állítja be 50 ohmra. Az előerősítő
anódkörében szelektív rezgőkör van
három fokozatban átkapcsolhatóan
kivételre. A K₁ kapaszkodó 1. állás-
ban az 500 pF-os anódköri hangoló
forgókondenzátorral a 3,5 MHz-es és
a 7 MHz-es sávot hangolhatjuk le, a
2. állásban lehangolható a 14 MHz-es
és 21 MHz-es amatőrsáv, míg a 3.
állás a 28 MHz-es sáv beállítására szol-
gál. A 21/14 MHz-es 2. állásban az L₁
és L₂ tekercs együttesen alkotják a
rezgőköri induktivitást, míg az 1. és
3. állásban a tekercsek önállóan ka-
pacsolódnak a forgókondenzátorra.

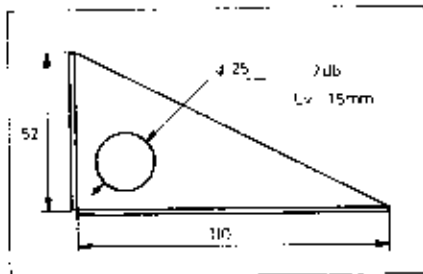
A meghajtó fokozat anódköri te-
kerescsinek leágazásáról tápláljuk a
végerősítő cső rúcsát. A leágazások
által létrehozott impedancia-transz-
formációra azért van szükség, mert a
nagy teljesítményű végerősítő cső a
bemenő kapacitásával és bemenő ellen-
állásával túlzottan terhelné azt a
rezgőkört. A végerősítő rúcsa fojtóte-
keresen keresztül kapja a B-osztályú
munkaponthoz szükséges előfeszültsé-
get (L₃)

A kettős tetróda elektroncső két fe-

lének párhuzamos kapcsolása egyszerű
módon nem történhet. Az szükséges,
hogy a vezérlőrúcsok, illetve az anód-
kat összekötő vezetékek mint induktí-
vítások erősen csillapítva legyenek
ohmos ellenállásokkal, mert ellenkező
esetben az összekötő vezetékek a cső
belső elektroda-kapacitásaival rezgő-
kört alkotva a cső erősítése folyton be-
gerjednek. Ezen ultrafrekvenciás be-
gerjedés megakadályozására szolgál-
nak az elektrodlak vezetékbe helye-
zett ellenállás-tekercs komplexumok,
amelyeknek fényképeit a 7.65. és 7.66.
ábrákon mutatjuk be.

Collins-szűrő alkotja a cső anód-
körét és illeszti a cső anódját az 50
ohmos antennakábelhez. Az aránylag
nagy kapacitású anódköri hangoló
forgókondenzátor és a tekercsek meg-
felelő megválasztása lehetővé teszi,
hogy a Collins-szűrő kimeneti kapa-
citása egyetlen tagból álljon mind az
öt amatőrsáv esetén. Az öt amatőrsáv
öt különböző induktivitást kíván az
anódkörben. A 28 MHz-es sáv L₃
jeli tekercse önállóan szabadon álló
kivétel, mint azt 7.67. ábránk mutatja.
A további tekercsek közös testen
levő egyetlen tekercs leágazásaként
vannak megvalósítva az egyszerű fel-
építés érdekében. Az üzemen kívüli
tekercsrészeket a fokozatkapcsoló rö-
vidre zárja. Az adó nagyfrekvenciás ki-
menetét egy fojtótekercs (L₃) egyen-
áramúlag földeli érvénydelmi okokból,
valamint azért, hogy a teljesítménymé-
rő dióda egyenáramú áramkörre bizto-
sítva legyen.

Annak ellenére, hogy a végerősítő
cső jó belső árnyékolással rendelkező
nagyfrekvenciás pentóda, a szerelési
szóró kapacitásokon keresztül mégis
gerjedés veszélye áll fenn lekapsolt
antennavezeték esetén. Az ilyen eset-
ben előforduló begerjedés megakadály-
ozására neutralizációt alkalmaztunk.
A neutralizációhoz szükséges fázisfor-
dítást maga a Collins-szűrő hozza létre.



7.62. ábra. A: előlap megerősítésére szolgáló 2 db támasztó lemez

ségű. A 8–12 V-os fűtőtekercs 6 V-os szakaszával fűrjük a csöveket, míg a 12 V-os teljes tekercsből feszültségátvezető kapcsolásban –24 V egyenfeszültséget kapunk a csövek előfeszültségként.

Az anódfeszültség egyenirányítását egy régebbi típusú cső (AZ 21) végzi. A nagyfeszültség szűréséről két-két sorba kapcsolt elektrolitikus kondenzátor gondoskodik. A sorbakapcsolt kondenzátorokon az egyenletes feszültségeloszlást olajos feszültségosztók biztosítják. Ezek a feszültségosztók egyben a tápegység átvédőlelmű kiűztőlelműllését is alkotják. A tápegység két nagyfeszültségű kimenettel rendelkezik, az egyik közvetlen kimenet, a másik pedig műszeren keresztül csatlakozik az adóhoz. Ezen utóbbi kimenetről a végerősítő cső anódja kapja a feszültséget. Ez a megoldás azt a célt szolgálja, hogy a végerősítő áramát üzemi közben megmérhessük a beépített műszerrel. A műszer a K_1 kapcsolóval átkapcsolható áram- vagy feszültségmérésre. Az áram és a feszültség szorzatából mindenkor ismerjük adónk bemenő teljesítményét. A transzformátor adatait a 7.2. táblázat tartalmazza.

A tekercsek

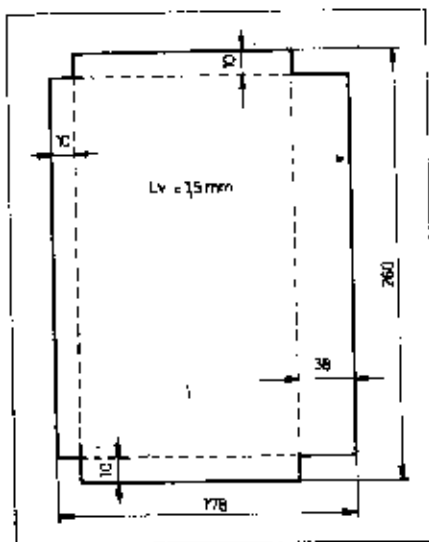
Az adó nagyfrekvenciás tekercseinek adatait a 7.3. táblázatban találhat-

juk. A Clapp-oszcillátor rászoldali és anóddoldali rezgőkörének tekercse 8 mm-es ferrit vasmagra készült, régebbi típusú Orion bakelit tekercstesten (7.56. ábra). A tekercseket trolitulakkal rögzítettük. Mindkét tekercs 25 mm átmérőjű és 35 mm magas alumínium serlegben foglal helyet, annak érdekében, hogy a végerősítő fokozat visszahatását a minimumra csökkentjük. Az oszcillátor katódköri fojtótekercse egy $\frac{1}{2}$ W-os ellenállásra (1 Mohm) készült kereszttekercseléssel (7.57. ábra). A végerősítő cső anódköri fojtótekercse osztott tekercseléssel készült 6 mm átmérőjű kerénygumi testre (7.58. ábra). A végerősítő cső és az antenna között levő Collins-szűrő tekercsre 32 mm átmérőjű trolitul tekercstestre lett tekercselve térfőköszen, a menetek között kb. 0,6 mm-es térközöl. Ez a tekercs egy régebbi típusú gyári tekercstest, dugaszolható kivitelben, bár készülékünkben a tekercsre nincs szükség (7.59. ábra).

Mechanikai felépítés

Az adó egy 260 × 130 mm előlapmértésű és 140 mm mély alumínium dobozba lett beépítve. Előlapjának fő méreteit a 7.60. ábra mutatja. Az előlapon található a hárompólusú csatlakozó a mikrofon és a billentyű csatlakoztatására, a bekapcsolt állapotot jelző index-izzó, az oszcillátor forgókondenzátorának finomhangoló gombja, a moduláció szint beállítására szolgáló potenciométer forgatógombja, a „CW-TONE” átkapcsoló, a végfokozat hangoló kondenzátorának forgatógombja, valamint az antennaáramot indikáló izzó a kapcsolójával, és természetesen a frekvenciában kalibrált skála.

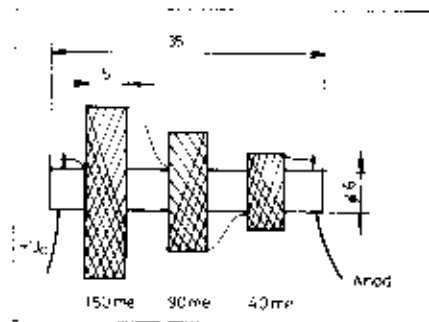
A készülék paneljének mérete 130 × 240 mm. Az alkatrészek elhelyezését a 7.61. ábra mutatja. A panel háta leghajtott oldalának magassága 38 mm. A készülék előlapja 2 mm-es, panelja 1,5 mm-es félkemény alumínium le-



7.63. ábra. A panel kiterítet rajza a fő méretekkel. A szaggatott vonal a derékszögű lehajlítósokat jelzi

mezőből készült; meggyújtás után szürke nitrolakkal lett lefestve. Az oszcillátor kettős forgókondenzátorán egy 65 mm átmérőjű skáladob van elhelyezve a finomhangoltság érdekében. A tápfeszültségek csatlakoztatására egy jól ismert PUG típusú ritzpólusú csatlakozó szolgál, amelynek „papa” része van felszavarozva a panel leghajtott felületére. Ugyanitt foglal helyet az „Amphenol” típusú nagyfrekvenciás csatlakozó, amely az 50 ohm hullámmellenállású antennakábel csatlakoztatására szolgál.

A készülék paneljét és előlapját a panel leghajtottánál összecsavarozzuk. Az előlap merevségéről két „támasztó lemez” (7.62. ábra) gondoskodik, amelyeket mind a panelhez, mind az előlaphoz csavarokkal rögzítünk. A panel anyagának nyers méreteit, valamint a szükséges kivágásokat a 7.63. ábra tartalmazza.



7.58. ábra. A végerősítő fokozat anód-köri fojtótékercese osztott tekercseléssel készült

7.2. táblázat

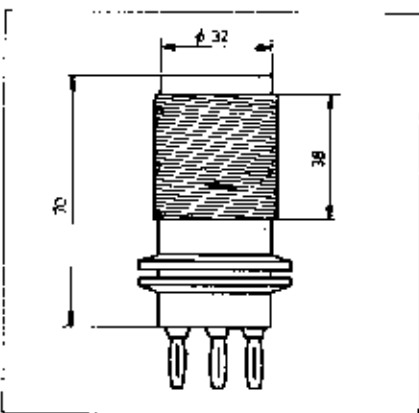
Tekercs	Menetszám	Huzal
220	670	0,35 CuZ
480 V	1010	0,32 CuZ
480 V	1010	0,32 CuZ
4 V	17	0,7 CuZ
6,3 V	22	1,0 CuZ
6,3 V	22	0,3 CuZ

Megjegyzés: Vasmagkeresztmetszet: 15 cm²

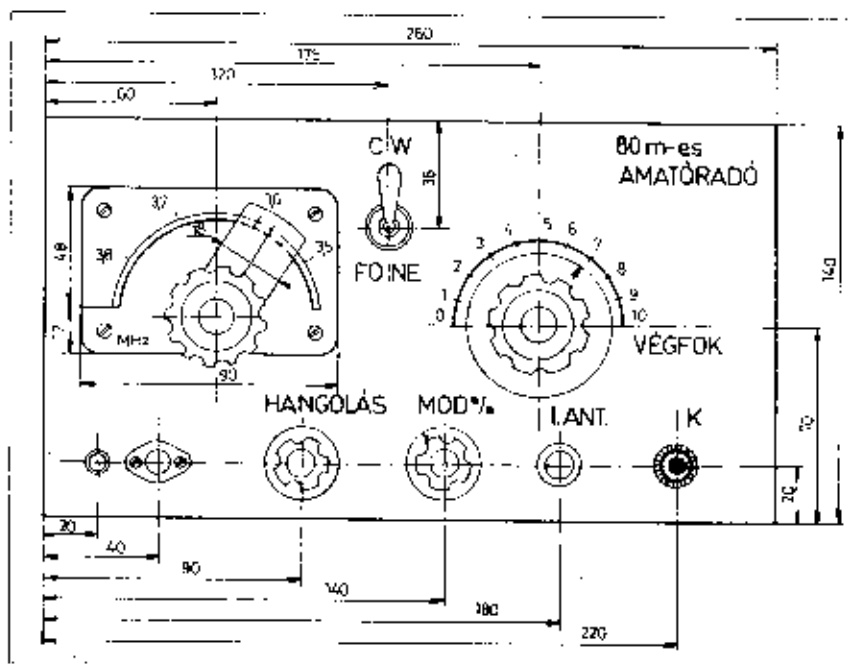
Moduláció alkalmazásával a modulátor végerősítő cső a hangfrekvencia ütemében változtatja a nagyfrekvenciás végerősítő sugárzásának feszültségét, és ennek ütemében változik a kimondaton a nagyfrekvenciás jel amplitúdója.

A tápegység

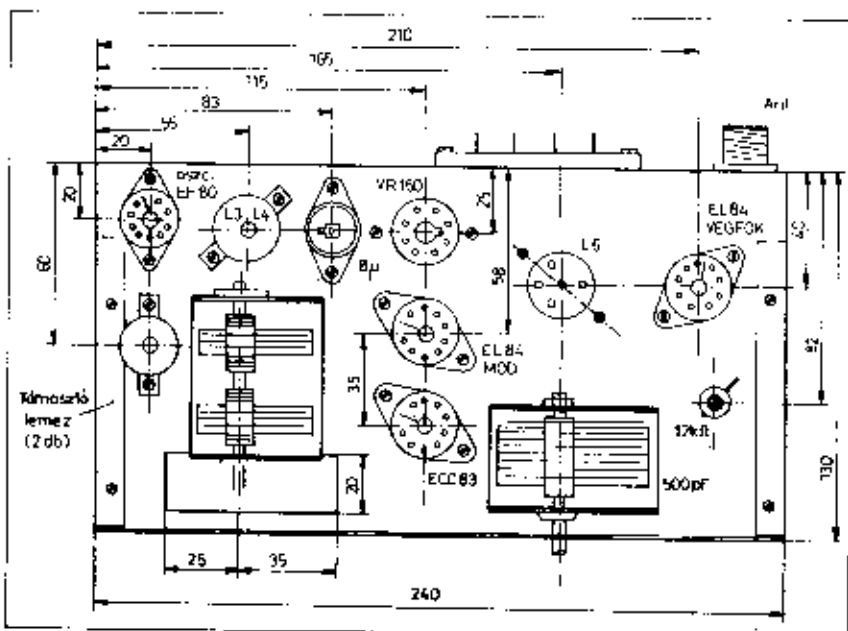
Amatőr adóköszülékünk tápfeszültségekkel való ellátását a 7.53. ábrán látható tápegység biztosítja. A viszonylag egyszerű tápegység a tulajdonképpeni adótól különállóan, külön dobozban nyert elhelyezést, mert így az a lehetőség is biztosított, hogy más kis teljesítményű adót is táplálhatunk vele (pl. U.K.H.-adót). Egyetlen transzformátor szolgáltatja az anód-, a rács- és a főtőtesztültséget. A 2×480 V-os tekercselés 100 mA terhelhető.



7.59. ábra. A végerősítő fokozat anód-köri tekercsének felépítése. A menetek között 0,6 mm térköz van



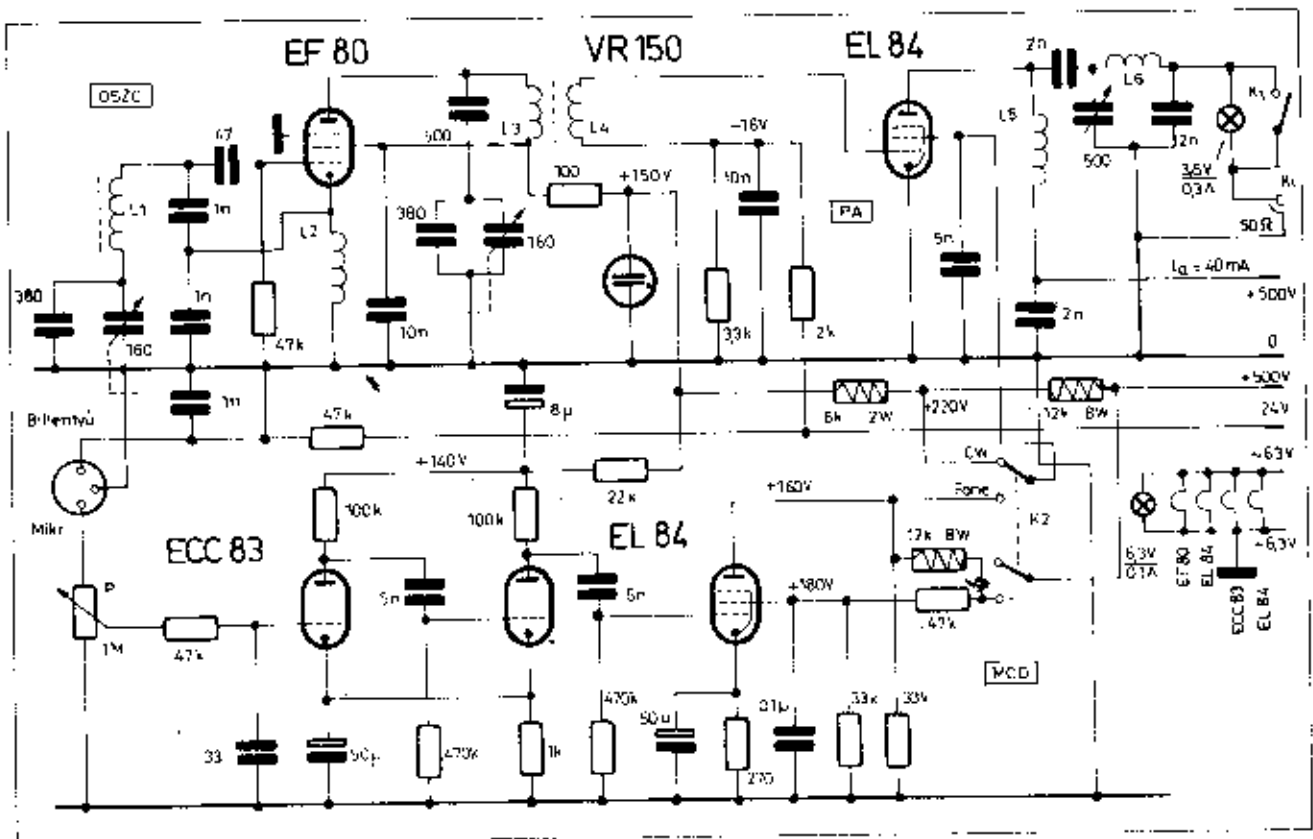
7.60. ábra. Az adóköszülék előlapjának fő méretei



7.61. ábra. A panelra szerelt alkatrészek elhelyezése felülnézetben

7.3. táblázat

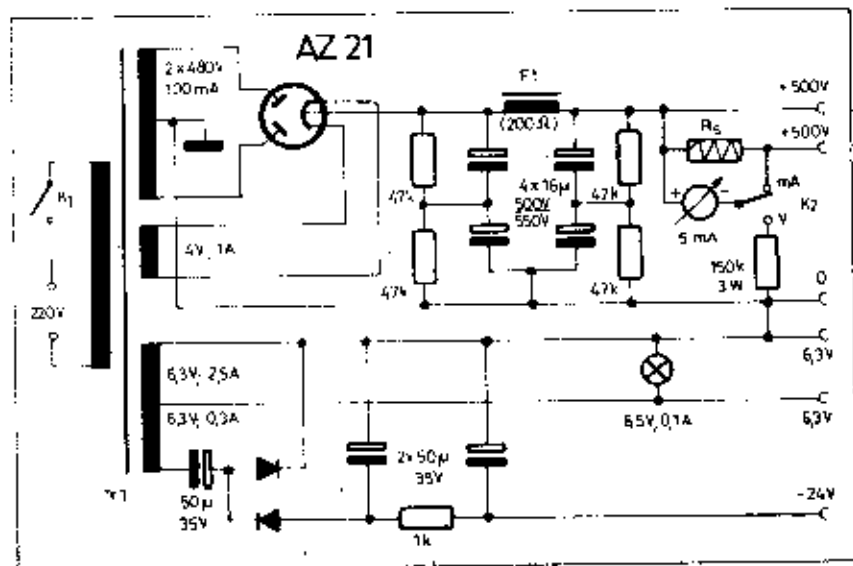
Tekercs	Induktivitás	Menetszám	Huzal	Megjegyzés
L ₁	0 μH	28	0,25 CuZ	
L ₂	800 μH	200	0,15 CuZ	Fojtótékercs
L ₃	9 μH	28	0,35 CuZ	
L ₄	—	20	0,25 CuZ	D ₂ főté
L ₅	1,1 μH	280	0,15 CuZ	3 részben
L ₆	12 μH	24	1,0 CuZ	Térközösen



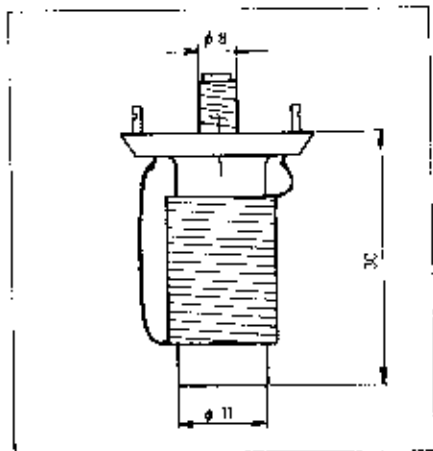
7.54. ábra. 20 W-os amatőrűd a 80 m-es sávra

hatóság érdekében a vívóhullámú ki-
menő teljesítményt le kell csökkenteni.
A teljesítménycsökkenés a segédre-
szelvény alacsonyabbra való állítá-
sával történt. Telefónia üzemmódban
a nagyfrekvenciás végcsővel és segéd
réceszelvényű 160 V.

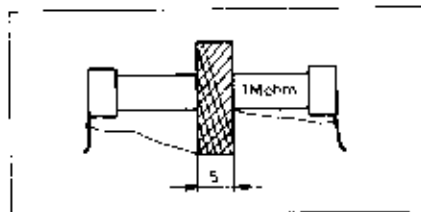
A modulátorcső egy ECC 83-as
kettőstródiával és egy EL 84-es pen-
tódával van kivitelve. Ez a két első
háromfokozatú hangfrekvenciás erő-
sítőt alkot, amelynek érzékenysége
bőségesen elegendő kristálymikrofo-
nokhoz.



7.55. ábra. Az amatőrűd létesítménye. Az aránylag magas anódfeszültség miatt a
szűrési sorbakapcsolt kondenzátorok végzik. A műszer végkitérése 15 mA-re állí-
tandó az R₁ ellenállással. A feszültség-mérőhatár 750 V



7.56. ábra. Az oszcillátor réce- és anód-
köri tekercsek felépítése



7.57. ábra. Az oszcillátor katódköri fo-
jtékeres felváltás ellenállásra tekerc-
selése

Tekercs	Induktivitás	Menetszám	Huzal	Megjegyzés
L ₁	1,3 µH	19	0,25 CuZS	∅ 4×10 N - 10 vasmag, tekercselés: 2.
L ₂	4,5 µH	20	0,5 CuZS	∅ 11,5 mm légrugós
L ₃	2,3 µH	8	1 CuZ	∅ 10×15 N - 10 vasmag
L ₄	2,35 µH	20	1 CuZ	∅ 11,5 mm légrugós
L ₅	1,8 µH	17	1 CuZ	∅ 11,5 mm légrugós
F ₁	30 µH	40	0,15 CuZS	∅ 4×10 N - 10 vasmag
F ₂	30 µH	40	0,15 CuZS	∅ 4×10 N - 10 vasmag
F ₃	30 µH	40	0,15 CuZS	∅ 4×10 N - 10 vasmag
F ₄	7 µH	20	0,3 CuZS	∅ 4×15 N - 10 vasmag

A végérsítő fokozat hatásfoka a relatív közeli határfrekvenciák esetében meglehetősen alacsony:

- +24 V tápfeszültség esetén: 51%
- +12 V tápfeszültség esetén: 55%

A határfokban természetesen a kimenő szűrő kb. 1 dB-es csillapítása is benne van és így a tranzisztor saját hatásfoka ennél valamivel kedvezőbb.

A BUY 12 tranzisztor kollektorfeszültség- és kollektoráram-tartáskái megengedik azt, hogy a fokozatról a

terhelést - az antennát - üzem alatt lekapcsolhassuk anélkül, hogy a túlfeszültség vagy a túláram a tranzisztort tönkretenné.

A 10 W-os erősítőben alkalmazott nagyfrekvenciás tekercsek és fűjtőtekercsek adatait a 7.1. táblázat tartalmazza. A mechanikus kivétel nem kritikus, de célszerű a fokozatokat lehetőleg egymáshoz közel elhelyezni úgy, hogy a tekercsek mágneses terei egymásra ne szórhatssanak. Az alacsony impedanciás pontok vezetékai lehetőleg minél rövidebbek legyenek.

20 W-os adó 80 m-re

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök, HA 5 BK

Az adó műszaki adatai

Az adó rendszere: CLAPP - 1'A

Üzemi frekvencia: 3,5...3,8 MHz

Üzem módok: A₁ (távíró)

A₂ (telefonia)

A végfokozatba bemenő egyenáramú teljesítmény

távíró üzemmódban: 20 W

Nagyfrekvenciás kimenő teljesítmény távíró üzemmódban: 12 W

Nagyfrekvenciás kimenő teljesítmény telefonias üzemmódban: 8 W

Moduláció: segédtrács

Alkalmazható mikrofon: kristály

A kimenet terhelő impedanciája: 50 ohm

Az alábbiakban 80 m-es amatőr adót ismertetünk olvasóinkkal. Ez az adókészülék elsősorban a kezdő amatőrök és az „ifi” állomások számára készült.

Az oszcillátor

Az adó kapcsolása a 7.54. ábrán látható. A nagyfrekvenciás rész két csövet tartalmaz. Az EF 80-as elektroncső alkotja a Clapp-rendszerű oszcillátort. Az oszcillátor billentyűzése a vezérlőtrácsra vezetett negatív lezárófeszültség rövidrezárásával történik. A cső anódjában levő rezgőkör - ugyanúgy, mint a rácskörü - a 80 m-es sávta van lehangolva. A 2×160 pF-os forgókondenzátor rácskörü fele

pedig az anódkör rezonanciára hangolását látja el. Ez a forgókondenzátor egy VT gyártmányú 2×500 pF-os forgókondenzátorból készült, a lemezek egy részének eltávolításával (4 álló és 5 forgó lemez maradt). A forgókondenzátor meghajtása skálafüres áttételen keresztül van kivézve az előlapra a finom beállítás érdekében. A forgókondenzátor megtoldott tengelye az előlapon levő skála mutatóját mozgatja.

A végérsítő fokozat

Az oszcillátoros anódkörü rezgőkörre megjelenő nagyfrekvenciás feszültség vezérli az EL 84 típusú végérsítő csövet. Ez a cső C-osztályú be-

állításban dolgozik, vezérlés nélküli nyugalmi anódlárama zérus. A C-osztályú munkapont érdekében a cső rácsának előfeszültsége - 16 V. Ezt a feszültséget két ellenállásból álló (2 kohm és 3,3 kohm) feszültségosztó biztosítja a tápegység által szolgáltatott -24 V értékű negatív feszültségből. Az előfeszültség beáramlása soros rendszerű. Az oszcillátor fokozat anódkörü rezgőkörre csatlakoztatott anódkörrel rendelkezik, az egymáshoz csatlakozó anód- és rácskör egyenáramú olvássalásában érdekelten.

Az EL 84-es végérsítőcső segédtrács-feszültsége távíró üzemmódban 220 V, telefonias üzemmódban 160 V. A segédtrácsfeszültség a közös 500 V-os anódfeszültségből van levezve egy aránylag nagyáramú osztó által. Ez a feszültségosztó egyben a tápegység előterhelését is ellátja, annak érdekében, hogy a tápfeszültség a billentyűzés alkalmával ne ingadozzon széles határok között. A végérsítő anódja a legnagyobb pozitív feszültséget kapja a tápegységből egy fűjtőtekercsen keresztül. A segédtrács feszültségosztója egyben az oszcillátor-fokozat VR 150 típusú stabilizátorcsővének az előtér-ellundlása is.

A cső anódja és a kimeneti csatlakozás között elhelyezett Collins-szűrő (π illesztőtag) egyenáramú szempontból le van választva a cső anódljáról egy 2 nF-os (1 kV-os) csillámkondenzátor által. Ez a leválasztás azért szükséges, mert így az egyenáramú tápfeszültség nem jelenik meg a kimenő kör forgókondenzátorán és annak légrése - azonos nagyfrekvenciás teljesítmény mellett - kisebb lehet. Készségekünkben egy régebbi gyártmányú 500 pF-os kondenzátor van a kimenő körben, amelynek légrése 0,3 mm. A Collins-szűrő második kondenzátorának értéke 2 nF-ra adódott az 50 ohmra történő maximális teljesítmény-kiszárolás alapján. Erre a helyre is jó minőségű csillámkondenzátor került beépítésre.

A végfokozat anódkörének lehangolása egy 3,5 V 0,3 A-es izzólámpával történik, amelyet az adó kimenete és a csatlakozó koaxiális kábel közé iktatunk. A kimenő kör lehangolása esetén a kis izzó maximális fényerővel ég. Ennek érdekében, hogy üzem közben ne fogyasszon az arány is kevés nagyfrekvenciás teljesítményből, egy kapcsolóval rövidre zárható.

A modulátor-fokozat

Adókészülékünk közös egységként tartalmazza a telefonias üzemmód (A₂) számára szükséges modulátor-fokozatot is. Egy aránylag egyszerű modulációs eljárást, a segédtrács-modulációt alkalmaztuk. A nagyfrekvenciás végérsítő cső segédtrácsának feszültségét a moduláló hangfrekvencia ütemében változtatjuk a modulátorerősítő segítségével. Modulált üzemmódban a készülék kimenő teljesítménye csak a modulációs csúcsokban érheti el a 12 W-os távíróteljesítményt. A modulál-

9. Adó-vevő készülékek

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5 BK

Az adó- és vevőtechnika fejlődésével alakultak ki azok a professzionális és amatőr adó-vevők, amelyeknél mind a vevő, mind az adóegység frekvenciájának beállítása egyetlen hangfogóval történik. Az amatőr gyakorlatban az adás és a vétel azonos sávban és azonos csatornában (frekvencián) bonyolódik. A hagyományos külön adó és külön vevő esetén egyenként kell a két független berendezést az ellenállomás frekvenciájára „részhangolni”. Ez a kettős művelet különösen versenyek alkalmával kelendő, mert jelentős idővesztéssel jár. Ezen kívül az adó és a vevő oszcillátorainak mindenkor jelenlévő frekvencia-elcsúszása rendszerint nem azonos mértékű és irányú. Így, ha az ellenállomásnál is különálló adót és vevőt feltételezünk, akkor a 4 db frekvencia-meghatározó oszcillátor (2 db adó és 2 db vevő) időbeni frekvencia-instabilitása következtében az összeköttetés alatt az egymásra állást többször meg kell ismételni.

A versenyeken szükséges gyors ráhangolás lehetőségének megteremtésére, valamint az előzőekben vázolt hátrányok csökkentésére alkották meg a „transziszter”-eket, az adó-vevőket (ajánlat: transziver). Az idegen elnevezés a *transmitter* (adó) és *receiver* (vevő) beszeveséséből keletkezett. Ezekre jellemző a közös gombbal történő frekvencia-beállítás, az ezzel egyittűréző közös VFO-egység, valamint más egyéb közös, adás és vétel alatt egyaránt kihasználható számos áramkör.

Az adó és a vevő VFO-jának közösítését nehezíti az a körülmény, hogy pl. CW-üzemnél esetben, míg az adó VFO-frekvenciájának (vagy annak többszörösének) az összeköttetés frekvenciájával kell megegyeznie, addig a szuper-rendszerű vevő lokál-oszcillátor (LO) frekvenciájának ettől az értéktől a KF-frekvenciájával eltérőnek kell lennie. Aránylag egyszerű az eset akkor, ha a vevő szinkronin rendszerű, mert a szinkronin vevő oszcillátorának frekvenciája legfeljebb csak 0,8 – 2 kHz-cel tér el a vett állomás, azaz az adás vivőfrekvenciájától. Egy szinkronin rendszerű adó-vevő tömbvázlatát mutatja a 9.1. ábra. A közös oszcillátor (VFO) frekvenciája azonos az adás vivőfrekvenciájával, míg vételnél ehhez képest egy 1 kHz-es elhangolásra van szükség, hogy a vett jel és a helyi oszcillátor jel frekvenciában mért különbsége hangfrekvenciaként megjelenszen a vevő hangfrekvenciás kimenetén. Vételnél az oszcillátor 1 kHz-el történő elhangolását a varicap-dióda végzi azáltal, hogy előfeszültsége megváltozik az adás-vétel kapcsoló (A/V) kapcsoló átváltásakor. A vétel alatti elhangolás mértéke, a P potenciométerrel szabályozható. A potenciométer tulajdonképpen a vevő finomhangolására szolgál.

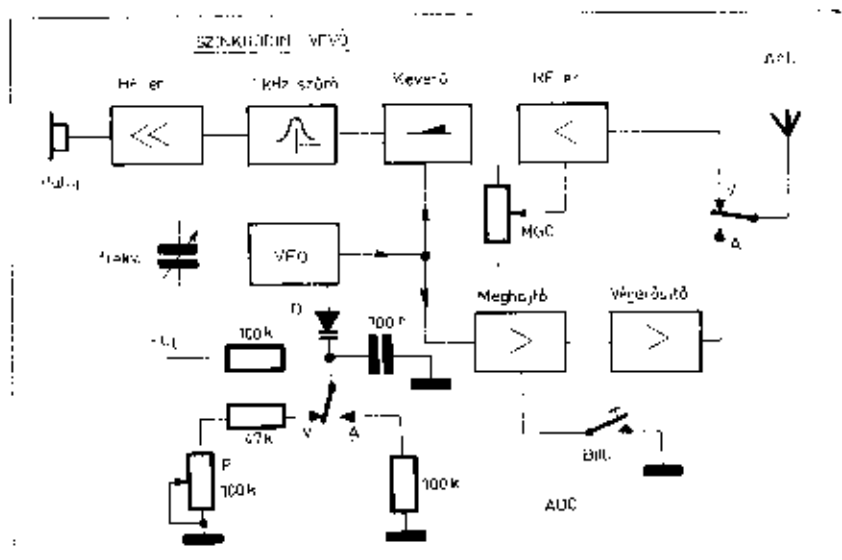
Ha az oszcillátor a kiugározott jel frekvenciáján rezeg (a VFO-ban nincs frekvenciasokszorozás), akkor egy nagyon hatékony árnyékolásról kell gondoskodni az oszcillátorfokozat és az adó kimenet között, mert a nemkívánatos csatlások a billentyűzések frekvenciaelhúzását okoznak, ami az adást csopogóvá teszi.

Azok az adó-vevők, amelyek a megszokott szuperheterodin rendszert használják vétel esetén, szükségszerűen transzponáló rendszerű adócsatornát tartalmaznak. Ez azt jelenti, hogy nem csak a vevőegység KF-je, hanem az adóegység kimenő jele is keveréssel (transzponálással) van létrehozva.

Egy táviró- (CW-) üzemre szolgáló adó-vevő tömbvázlatát mutatja a 9.2. ábra. A közös VFO (Variable Frequency Oscillator) az oszcillátor-áramkörön kívüli minden esetben tartalmaz egy leválasztó fokozatot, vagy esetleg egy vagy több frekvenciasokszorozó fokozatot, ha az adás a magasabb frekvenciájú sávokban történik. Mint általában minden adó-vevőnél szükséges az, hogy vétel alatt a fő frekvenciaállító szervtől függetlenül a vevő hangolható legyen relatív kis határok között, néhány kHz-es tartományban. A 9.2. ábra tömbvázlatában a vevő finomhangolását az oszcillátor varicap-diódával történő elhúzásával valósítja meg.

Az SSB telefónia üzemmódban is működő adó-vevők tömbvázlat szerinti felépítése két alapvető elrendezést tartalmaz. A két felépítés attól függően eltér, hogy az adó-vevő rendszere az SSB-jel előállítására szolgáló meredek keskenysávú szűrőt vétel esetén is felhasználja KF-szűrőként, vagy sem. A nem szűrő-típusú SSB-generátorok esetében (pl. harmadik utas, vagy fázistolás) a rendszer alapvetően csak egyfajta lehet.

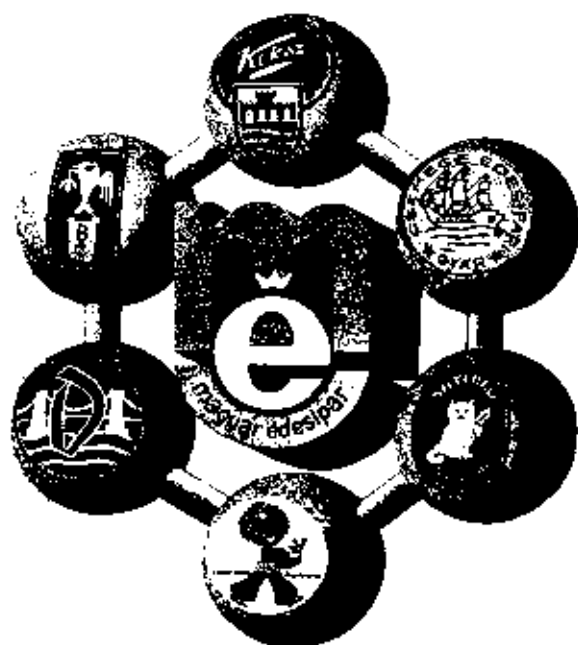
A 9.3. ábrán egy olyan CW-SSB adó-vevő tömbvázlata látható, amelynek az SSB-jel előállítása és a vétel KF-áramkörök egymástól függetlenek. Az ábrában látható SSB-generátor egység természetesen rendszerű lehet, de frekvenciájának azonosnak kell lennie a vevőegység KF-frekvenciájával, azaz a BFO frekvenciájával. Így a BFO, mint állandóan futó oszcillátor, alkalmas az SSB-generátor egység vivőfrekvenciával való ellátására (SSB elnyomott vivő). Vétel alatt szükséges az, hogy vagy a BEAT, vagy a VFO az adás frekvenciájához képest elhangolható legyen a fő hangolószerelv előállítás nélkül. A tömbvázlat elrendezése szerint a CW-üzem legegyszerűbben úgy valósítható meg, hogy a mikrofon bemenetre egy nagyon kicsiny torzítású tisztá szinuszos 2 kHz-es jelet adunk, amely billentyűzött hangfrekvenciás jelből az SSB-generátor egyetlen vivőt állít elő (AF-keying). A billentyűzött hangfrekvenciás jel egyben az adás alatti „önhang” (side-tone) előjára is alkalmas a vevőegység hangfrekvenciás erősítőjébe vezetve.



9.1. ábra. Szinkronin vevőegységgel felépített adó-vevő tömbvázlata. A VFO az adó kimenő jelének vég-frekvenciáján dolgozik. A vevő finomhangolása varicap-diódával van megvalósítva

Budapesti Csokoládégyár
Duna Csokoládégyár
Csemege Édesipari Gyár

Györi Keksz- és Ostyagyár
Szerencsi Csokoládégyár
Zamat Keksz- és Ostyagyár



EGÉSZ ÉVBEN
FOGYASSZA
A MAGYAR ÉDESIPAR
KIVÁLÓ
TERMÉKEIT!

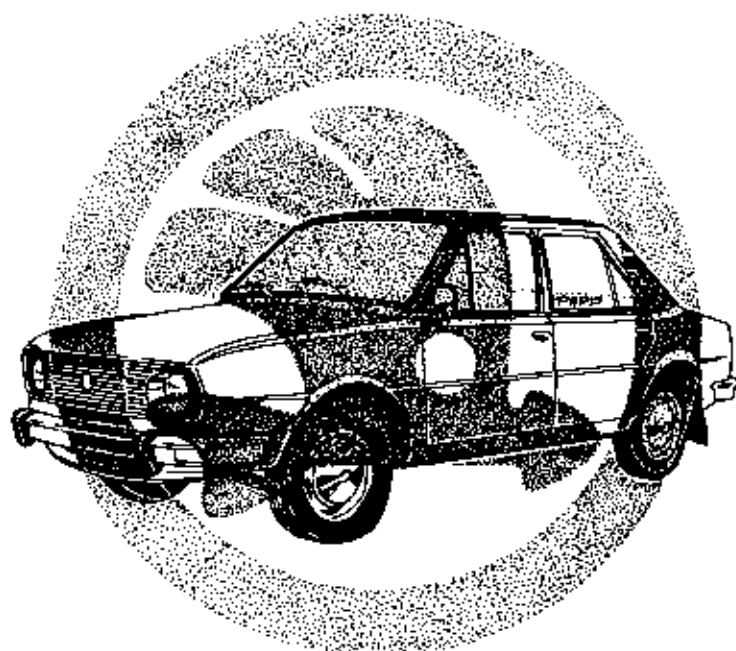


SZERVIZ

üzemeink
az Ön rendelkezésére
állnak



- Garanciális átvizsgálások
- Garancián túli javítások
- Diagnosztikai átvizsgálások
- Engedményes diagnosztika
- Fogyasztásmérés
- CO tartalom mérés
- AFIT-AB közös kárfelvételi hely
- OTP hitelakció (tétlen javított — nyáron utazhat)
- Karambolos sérülések javítása
- Fényezőmunkák végzése
- Alváz-, üregvédelem
- XVII. Kaszáló utca
- Autómentő szolgálat
- éjjel—nappal
- Tel: 208-208
- Gépi felsőmosás a szervizekben és Budapestben XIII. Pozsonyi út VI. Árpád út XI. Karinthy F. út



ŠKODA 105
120

- Vizsgáztatás
- X. Kerepesi út 85. Budapest XVII. Kaszáló u. 1.
- XXII. Nagytétényi út 116.

Dunaújváros

● Komárom

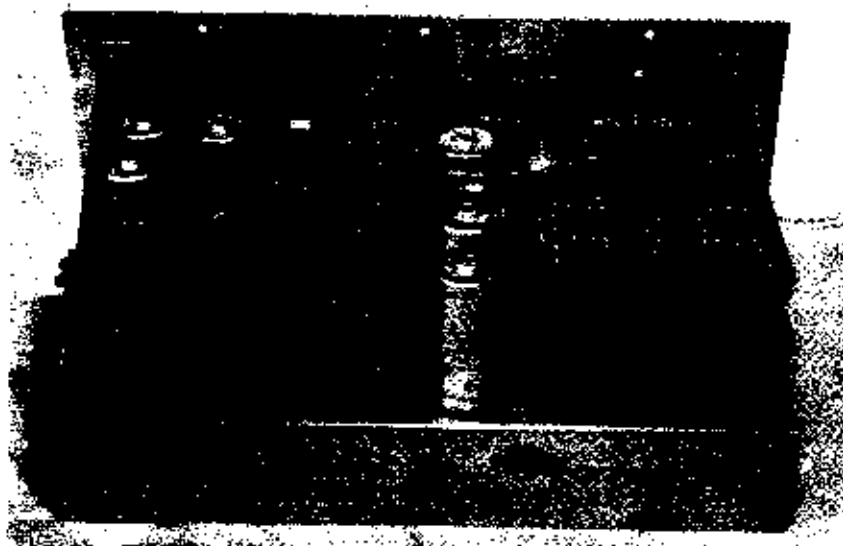
● Székesfehérvár

● Tatabánya



II. sz. Autójavító V.

Budapest XIII. Váci u. 82-84. Tel: 499-170



8.36. ábra. A lineár végértékű belsej felépítése

A T_1 jelű transzformátor a végértékű fokozat anódfeszültségét, a csövek előfeszültségét, valamint a J jelű fogó és a külső antenna-átkapcsoló relé meghúzó feszültségét szolgáltatja.

A végértékű fokozat anódfeszültsége két fokozatban átkapcsolható 400, illetve 800 V-ra. A kisebb távolságok esetén elegendő a 400 V-os tápfeszültség is, amely mellett a kimerő nagyfrekvenciás teljesítmény kb. 25 W, míg 800 V-os anódfeszültségnél a kimerő teljesítmény a 70 W-ot is elérheti. Úgy kell elhelyezni a hálózat

bekapcsolásaikor a K_1 kapcsoló a 400 V-os állásban legyen, mert ellenkező esetben a kondenzátorok töltéséhez szükséges áramlökés a biztosítékot kioldhatja. A 800 V-os anódfeszültség szűrésére 2×3 db sorbakapcsolt elektrolitikus kondenzátort alkalmaztunk. A feszültségek szimmetrikus elvezetését a kondenzátorokkal párhuzamosan kapcsolt ellenállások biztosítják.

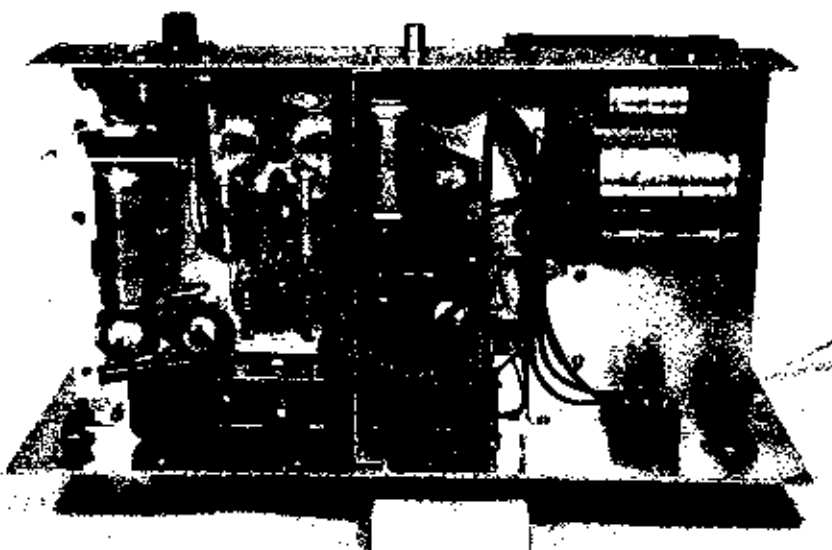
A csövek előfeszültsége 2 db ZL 27 típusú Zener-diódával van stabilizálva. Az így kialakított -54 V-os feszültség bőségesen elegendő a csövek anódfeszültségének lezárásához vétel alatt.

A csövek tápfeszültségét, valamint a végértékű cső katódáramát az álláson levő műszer méri az alatta elhelyezett 5 állású kapcsoló megfelelő állásaiban. A katódáram mérése a QQE 06/40 cső katódja és a föld közti iktatott 0,5 ohmos sörnyről történik. Ebben az állásban a műszer végkitérése 200 mA. A műszer párhuzamos és soros ellenállásokkal úgy van „jusztróva”, hogy az alapérzékenysége 1 mA - 1 V értékű legyen. A K_2 fokozatkapcsoló 5. állásban a műszer a kimerő nagyfrekvenciás teljesítményt méri. Tulajdonképpen a bal oldali OA 1100 egyenirányító diódán keresztül a kimerő csatlakozón mérhető nagyfrekvenciás jel szintjét méri a műszer, de skálája W-okban van kalibrálva. Így a műszerről leolvasott watt-értékek természetesen csak akkor igazak, ha a kimerő lezáró antenna impedanciája 50 ohm. A műszernek ez az állás nagyon jó lehetőséget nyújt a fokozatok lehangolására.

A lineáris végértékű mechanikus felépítését a 8.36. ábra mutatja. Bal oldalt vannak elhelyezve a stabilizátorelemek, nagyjából középen a végértékű QQE 06/40 a hangoló elemekkel, míg jobb oldalt a tápegység transzformátora. Az alkatrészek panel alatti elhelyezését a 8.37. ábra szemlélteti. A meghajtó fokozat QQE 02/5 elektromosító a panel alatt vízszintesen nyert elhelyezést, a panelt köttösztető függőleges elválasztó lencsén. Ez a lencse egyben árnyékolást is biztosít a meghajtó fokozat anód- és riaszköre között. A készülék előlapjának mérete 360×170 mm, míg a doboz mélysége 200 mm. A panel magassága 60 mm.

A nagyfrekvenciás tekercsek adatai a következők:

- L_1 : 3 menet $\varnothing 12$ mm, $\varnothing 1,5$ mm CuAg
- L_2 : 7 menet $\varnothing 8$ mm, $\varnothing 0,8$ mm CuAg
- L_3 : 4 menet $\varnothing 20$ mm, $\varnothing 1,5$ mm CuAg
- L_4 : 1 menet $\varnothing 20$ mm, $\varnothing 1,5$ mm CuAg (hurok)



8.37. ábra. Az alkatrészek elhelyezése a panel alatt

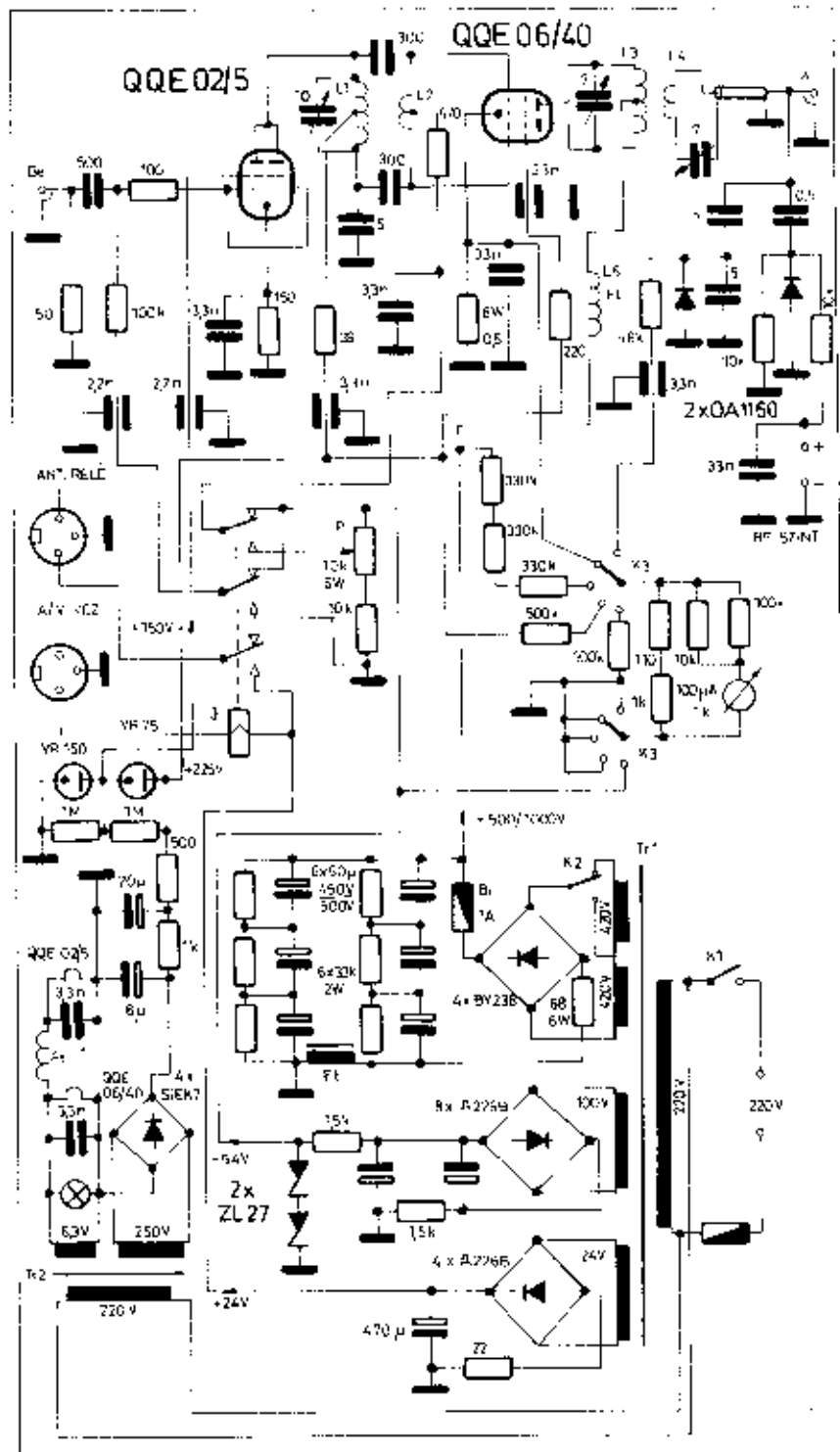
A lineáris végerősítő (8.35. ábra) tulajdonképpen két fokozatot tartalmaz. A meghajtó fokozatban egy QQE 02/5 típusú, míg a végerősítő fokozatban egy QQE 06/40 típusú kettőstróda elektroncső került alkalmazásra. Mindeket cső típusúan URH felépítésű és a 144 MHz-es sávban kiváló erősségi tulajdonságokkal rendelkeznek.

A meghajtó fokozat csővének két fele párhuzamosan van kapcsolva és így egy csőként kezelendő. A 0,5 - 1 W nagyságú bemenő jel ennek a csőnek a vezérlőrétegre kerül. Az 50 ohmos aperiodikus lezárását egy ohmos ellenállás biztosítja. Ezen ohmos lezárás következtében a fokozat és a teljes lineáris erősítő a begerjesztést illetően nagyon szimpatikusan viselkedik. A meghajtó fokozat anódkörében lévő rezgőkör egyben a végerősítő fokozat ellenütemű rácsköre is és ebben a körben történik a szimmetrikus - ellenütemű rendszerre való áttérés. Az anódkör szimmetrikus felépítése a végerősítő cső récsáinak azonos kapacitásai által létesítve az ellenütemű szükséges fázisfordítást. A meghajtó cső anódköri kapacitásának tükröképpét egy 5 pF-os kondenzátor képviseli. Ezzel a kondenzátorral tökéletes fázisegyenszimmetria állítható be a végerősítő vezérlésére nézve. A meghajtó anódkörének kapacitását kisebb részben a szimmetrikus felépítésű lepkoforgó, nagyobb részben a végerősítő récsáinak fűlé felé mutató kapacitásai alkotják.

A végerősítő récsáinak előfeszültsége egy fojtótakeréken (L_1) keresztül van csatlakoztatva, amely fojtótakeres egyben alacsony impedanciáján keresztül a relatív nagy bemenő kapacitások kihangolósába is beleszól.

Az ellenütemű végerősítő fokozat anódköre induktív csatlakozású sávszűrővel csatlakozik az 50 ohmos antennakimenethez. A sávszűrő alkalmazásával a nemkívánatos harmonikusok szintje nagyon kis értéken tartható és ez az elrendezés egyben egyszerű megoldást ad a szimmetrikus anódkörnek az aszimmetrikus tápvonalhoz való illesztéséhez.

A meghajtó fokozat elektroncsőve A-osztályú beállításban dolgozik a lehető legnagyobb linearitás érdekében, valamint azért, mert ennél a fokozatnál a hatásfoknak gyakorlatilag nincs szerepe a bőveges teljesítményfelhasználás következtében. A végerősítő fokozat ellenütemű elektroncsőve már B-osztályú beállításban van, a jó linearitás és az elérhető optimális hatásfok érdekében. A végerősítő előfeszültsége az előlapra kivezetett 10 kolpos huzalpotenciométerrel szabályozható. Mindeket elektroncső előfeszültsége csak akkor áll be az üzemi állapotra, ha a J jelző megmozgott állapotban van. Ezt a jelzőt az állomás adás-vétel kapcsolója vezérli (a vétel együtt.) A vétel alatt, amikor a J jelző elengedett állapotban van, a csővek a legnagyobb (kb. - 54 V.) negatív előfeszültséggel le vannak zárva, annak érdekében, hogy a csőzaj ne zavarhassa (az antennakapcsoló

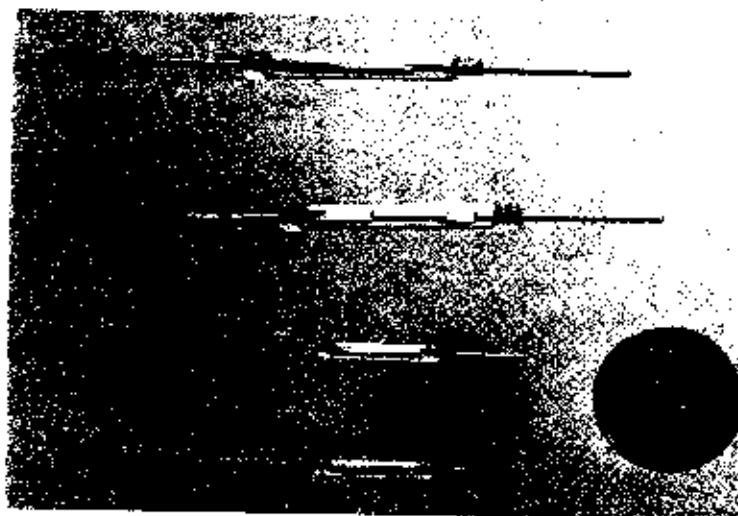


8.35. ábra. A 70 W-os lineár végerősítő egység kapcsolási rajza

átállásán keresztül) a gyenge ellenállások vételét. Ez a lezárás egyben mindennemű nemkívánatos jelkombinációk erősségét is megakadályozza a vétel alatt.

A két nagyfrekvenciás fokozat tápfeszültségeit egy tápegységrendszer látja el. A tápegységben két transzformátor található. A kisebbik transzformátor a meghajtó cső anód- és segéd-

rács, valamint a végerősítő segédreccsfeszültségét szolgáltatja. Ezek a feszültségek 2 db sorbakapcsolt ködfénystabilizátor csővel stabilizálva vannak. A QQE 02/5 segédreccsfeszültsége +150 V, anódfeszültsége pedig +225 V. Ez a nagyobbik feszültség egyben a végerősítő cső segédreccsfeszültsége is. A kisebbik transzformátor (Tr₁) látja el a két cső fűtését is.



8.1. táblázat. Az URH-adapter tekercseinek adatai

Tekercs	Menetszám	Huzal	Levegőtér	Megjegyzés
L ₁	11	0,3 CuZS	—	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₂	2	0,2 CuZS	—	—
L ₃	6	0,5 CuZ	3	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₄	5	5,5 CuZ	1	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₅	4	0,8 CuAg	2	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₆	4	0,8 CuAg	1	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₇	4	0,8 CuAg	1	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₈	5	0,8 CuZ	1	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₉	5	0,8 CuZ	0,5	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₁₀	5	0,5 CuZ	3	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₁₁	5	0,8 CuZ	1	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₁₂	0	0,8 CuZ	1	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₁₃	6	0,8 CuZ	1	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₁₄	8,5	0,8 CuZ	—	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₁₅	20	0,1 CuZ	—	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₁₆	8,6	0,8 CuZ	2	∅ 4 × 10 N-10 vasmag
L ₁₇	7	0,8 CuAg	2,5	∅ 8 mm, 2 mm lérközsel (őnhordó)
L ₁₈	6	0,8 CuAg	2,5	∅ 8 mm, 3 mm lérközsel (őnhordó)
L ₁₉	3	1,5 CuAg	1,5	∅ 13 mm, 4 mm lérközsel (őnhordó)
L ₂₀	4	1,5 CuAg	—	∅ 13 mm, 2 mm lérközsel (őnhordó)
L ₂₁	2	1,5 CuAg	—	∅ 13 mm, I _{ag} közé helyesve
L ₂₂ - L ₂₃	8	0,6 CuZ	—	∅ 4 × 10 N-10 vasmagra tekercselve

8.34. ábra. Reed-jelfogó betétek. Koaxiális kábelben 2 db párhuzamosan kapcsolva 50...100 W RF-teljesítményt képes átterjesztani 144 MHz-en

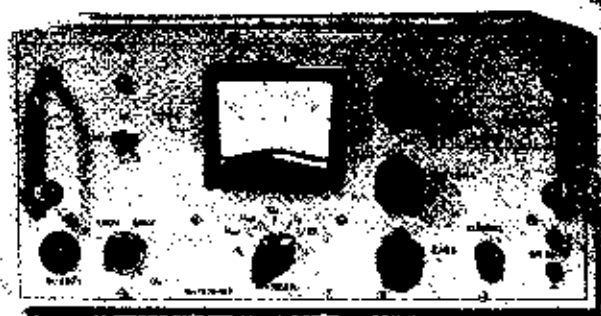
A végerősítő kettős elektróda B-osztályú beállításban dolgozik. A cső előfeszültsége a P₂ potenciómterrel állítható be. A fokozatnál nagyon lényeges az, hogy a G₁ (segédtróda) hidegítő kondenzátora ne közvetlenül, hanem egy aránylag kisértékű ömlesztett ellenálláson keresztül csatlakozzon az elektródára. Közvetlen hidegítés esetén az a cső típus kb. 250 MHz-on gerjedékennyé válik a G₂ elektróda kapacitív terhelte negyedhullámú hossza következtében. A végerősítő anódköre szabályos ellenütemű, kényszerített főtípustal. Az optimális anódköri impedancia, illetve a maximális kivethető teljesítmény az antennaköri egytelőtkeres és az anódköri tekercs csatlakozási tényezőjének változtatásával állítható be.

Az adapter alátámasztól vezérlése egy külső rövidzárral lehetséges, amelyen keresztül a J jelfogó meghúzható alás alá. Az antenna átkapcsolását 3 db reed-relé végzi (8.34. ábra), amelyek közül kettő párhuzamosan van kapcsolva, hogy kibírja az adó 50...70 W-os csúcs teljesítményét 144 MHz-en, és egyben a reed-betéteket 6 mm belvilágú rézsőben elhelyezve, párhuzamosan kapcsolásban közel közelítik a 75 ömlesztett hullámimpedanciát, mint koaxiális kábel-szükszerek. A vételi irányban elegendő 1 db reed-betéte alkalmazni, mert ebben az irányban teljesítmény nincsen.

Az URH-adapter tekercsadatait a 8.1. táblázatban találjuk meg.

Lineár végerősítő 144 MHz-re

Dr. Hetényi László HA5BK
okl. vill. mérnök

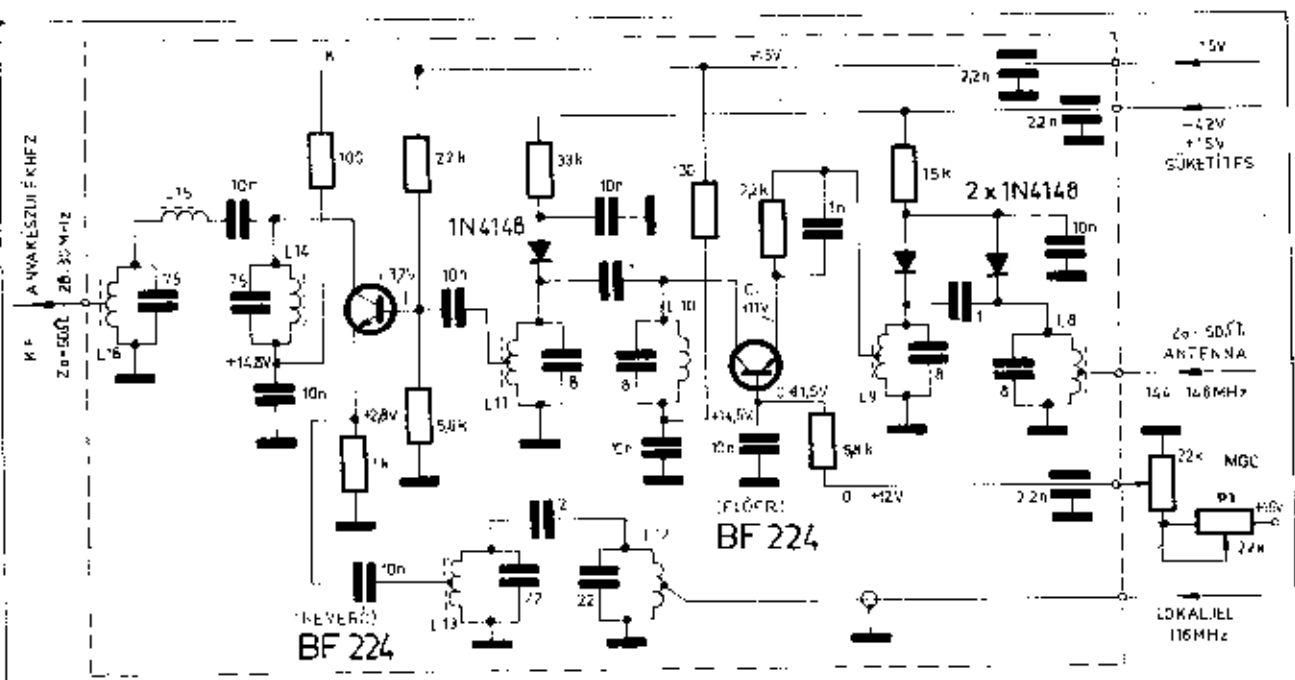


Műszaki adatok

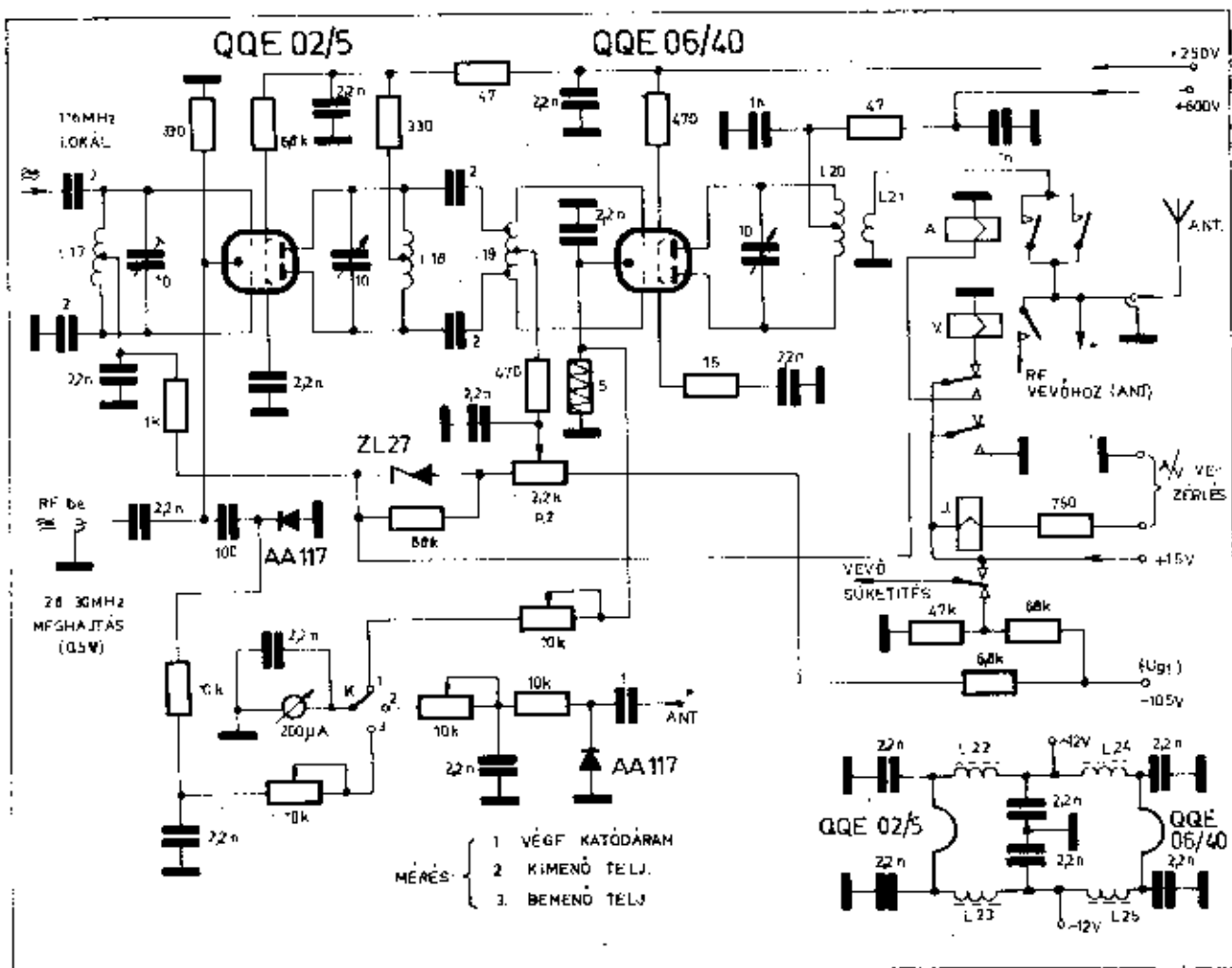
Üzemi frekvencia: 144 - 148 MHz
Bemenő teljesítmény: 0,5 - 1 W
Bemenő impedancia: 50 ohm
Kimenő teljesítmény
400 V tápfeszültségnél: 25 W
800 V tápfeszültségnél: 70 W
Kimenet terhelő impedanciája: 50 ohm
Hálózati teljesítményfelvétel: 210 VA

Ma már megvan a lehetősége annak, hogy az URH-versenyekre való kitelepüléshez néhány wattos félvezető vagy csőves adókészüléket építsenek az amatőrök. Ezek a kisteljesítményű adók az otthoni használatban „megfejlesztők” egy teljesítményerősítő fokozattal, és így a mostohább sugárzási környezetből a nagyobb teljesítményű előforduló összekötte-

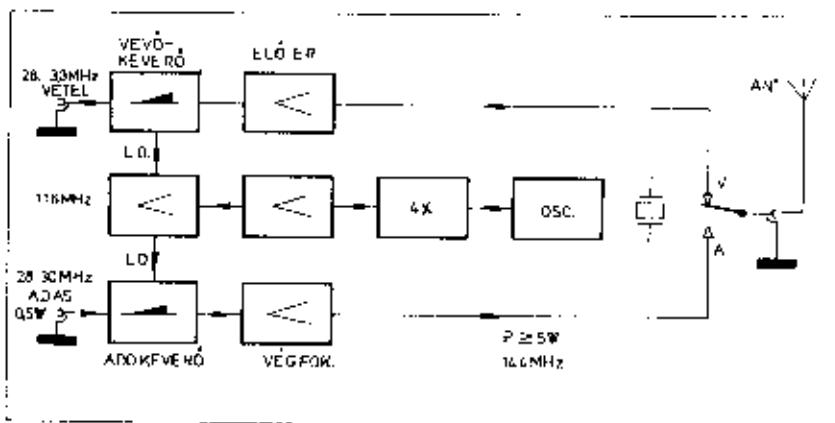
tési eredmények szülehetnek. A kisteljesítményű adó végerősítő fokozatként szolgál az itt ismertetett „lineár végerősítő fokozat”, amelynek kompakt felépítése csak a vezérlő és az antenna koaxiális kábel, valamint a hálózat csatlakoztatását teszi szükségessé ahhoz, hogy egy kisteljesítményű adó 60 - 70 W kimenő teljesítményű berendezéssé váljon.



8.32. ábra. Az adapter vevő-egysége

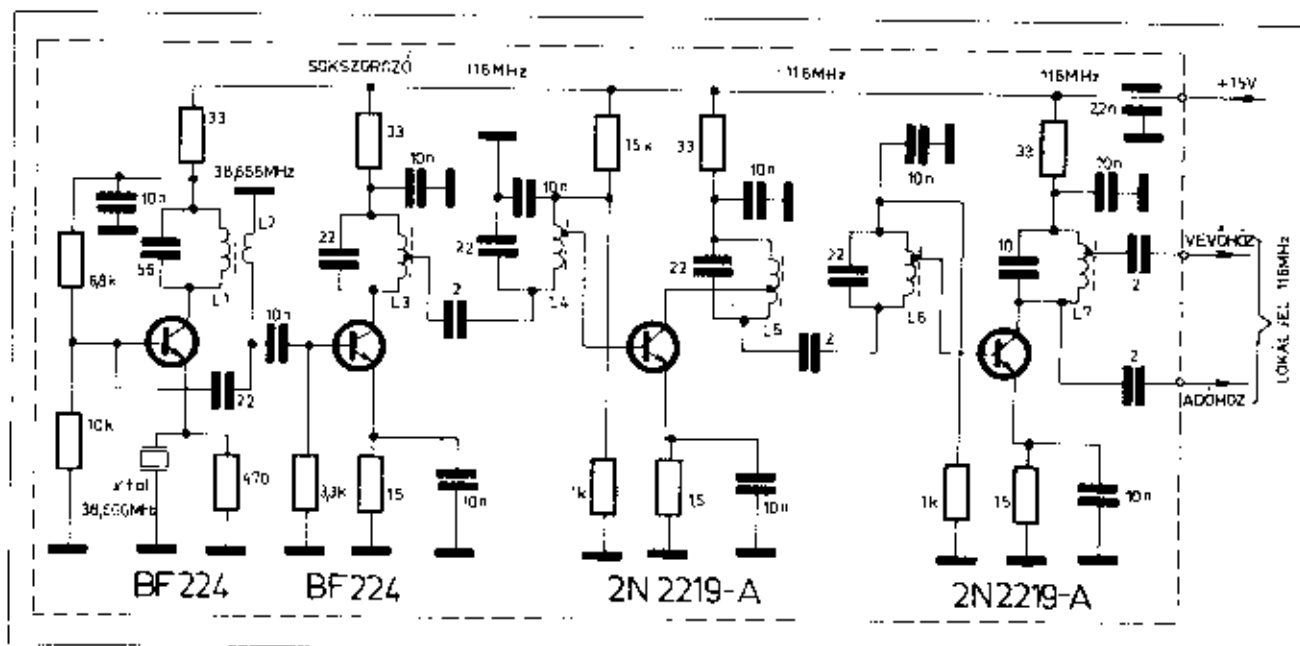


8.33. ábra. Az adó-keverő és a végerősítő fokozat a csatlakozó áramkörökkel



8.30. ábra. Adó-vevő adapter tömbvázlata. A 28/144 MHz-es üzemhez 116 MHz-es lokál-jel szükséges

QQE 02/5-ös kettős tetróda ellenütemben van vezérelve a 116 MHz-es lokál-jellel a két vezérlőáramon keresztül. Az RII anyakészülék 28...30 MHz-es kisszintű adó-kimenete kb. 0,5 W teljesítményű vezérlést visz a kettős tetróda közös anódjára. Az ellenütemű anódkörben levő rezgőkör szimmetrikus kapacitív csatolással sávszűrőt képez a végerősítő névköri rezgőkörével (2×2 pF-os csatoló kondenzátorok). A névköri tekercs (L_{12}) a QQE 06/40 típusjelű végerősítő első bemenő kapacitásával rezonanciára van hangolva a sávközépen (146 MHz). A első bemenő ellenállásának csillapítása következtében az egy szélessávú rezgőkör; üzem közben hangolni nem szükséges. Az adó-keverő anódkörét azonban az előlapról hangolhatóvá kell tenni.



8.31. ábra. Az adó-vevő adapter lokáljel generátor egysége. A fokozatok közötti sávszűrőbe csatolásmunka a jeltisztség érdekében van szükség

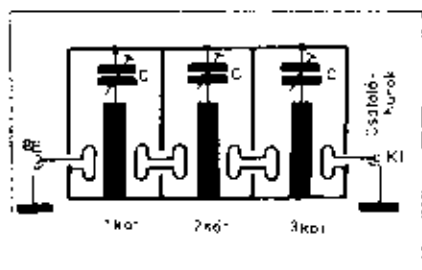
transzistorokra. Az előerősítő tranzistor erősítése egy előlapi potencióméterrel szabályozható (MGC).

A keverőtranzisztor bázisára érkezik a vett jel, míg a lokál-jel az emittert vezérli. A lokál-jel bevezetése egy kétkörös sávszűrőn keresztül történik ($L_{11} - L_{12}$). Ez a helyi jelre nézve fel-fokozott szelektivitás a lokál-jel-generátor nemkívánatos termékeinek távoltartását előzoza a μV érzékenységu keverő fokozattól. A keverő-tranzisztor kollektorkörében kétkörös KF-sávszűrő található, felső induktív csatolással. A felső induktív csatolás fokozott csillapítást ad a KF-kimeneten „távolzni igyekvő” 116 MHz-es lokál-jelre nézve, amely jel az „anyakészülék” vevőjében interferencia-fütyöket okozhatna.

Az adapter adó-keverő és végerősítő fokozata a 8.33. ábrán látható. A

Az URH-adapter műszaki adatai

Vétel és adás üzemi frekvenciája: 144...146 MHz
 Középfrekvencia: 28...30 MHz
 Lokál-jel frekvenciája: 116,0000 MHz
 Kvarckristály frekvenciája: 38,6666 MHz
 Kimenő teljesítmény: 50 W_{max}
 Harmonikus-csillapítás: 48 dB
 Zavaró sugárzás szintje: ≤ -62 dB/50 W
 Intermodulációs zavaró termékek szintje: ≤ -32 dB/50 W
 28...30 MHz-es vezérlő teljesítmény: $< 0,5$ W
 A végfokozat anódiramfelvétele: 180 mA/50 W
 Kimenet terhelő impedanciája: 50...75 ohm
 A vevőegység zajszáma: $\approx 3,5$ kT₀
 MGC áttfogás: 0...-30 dB
 Tűkorszelektivitás: ≈ 60 dB
 Vételi sávzélesség: 2 MHz/± 1 dB
 Bemenő körök sávzélessége: 1,5 MHz/± 10 dB
 A vevő erősítése: ≈ 17 dB
 Süketítési csillapítás: ≈ 60 dB
 Bemeneti állóhullámarány (VSWR): 1:1,3



8.26. ábra. A háromkörös szorzó (8.25. ábra) elektronikus kapcsolási rajza. A rezonátor elemek kapacitív „terhelt” negyeshullámú, régén részreziert lakból állnak

diódákkal is elég nagy a sokszorozó hatásfoka:

- kétszeresítés esetén 60...90%
- háromszorosítás esetén 20...65%
- négyszeresítés esetén 15...30%

A veszteségi teljesítmény a varaktordiódát „fűti” és ezért azt nagymértékű hűtőfelületre kell szerelni. A varaktordióda 4...8 pF-os kapacitása ellenére a működés során aránylag alacsony impedanciájú pontot képvisel. Mind a meghajtása, mind a háromszoros frekvenciájú jel elvitelére egy-egy soros rezgőkörrel történik ($C_1 - L_1$ és $C_2 - L_2$), amely LC-tagok tulajdonképpen egy-egy π -szűrőt alkotnak a dióda belső kapacitásával.

A varaktordióda üzem közben záróirányban elő van feszítve azzal az egyenfeszültséggel, amelyet saját maga, mint közönséges dióda hoz létre a meghajtó nagyfrekvenciájú feszültségből. Ez az egyenirányított feszültség és az áram a dióda egyenáramú munkabőlállásán (100 kohm) mérhető.

Pontos szerepet játszik a kapcsolásban a $C_1 - L_1$ szűrőkör, amely a második áram-harmonikus által keltett feszültséget nem engedi kialakulni a dióda két pontján. Ezt a soros kört *idler-körnek* nevezik, ami *hasonzatlant* jelent, mivel nem az energiaátvitel útjában helyezkedik el. A dióda feszültség-terhelésének csökkentésével - a második harmonikus lezárásával -

val - a fokozat kivézelhetősége és hatásfoka egyaránt javul.

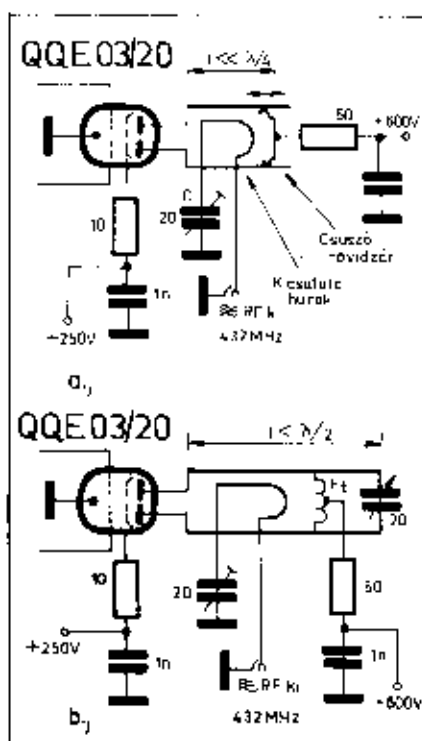
A 8.29. ábra egy más felépítésű varaktoros sokszorozót mutat, háromkörös kimeneti szűrővel. A kimenetre koncentrált szelektivitásnak az a szerepe, hogy a nemkívánatos alulfrekvenciát és a nemkívánatos harmónikusokat - amelyek egyébként nagy amplitúdóval vannak jelen - nem engedi az antennára kijutni. A varaktordiódák számos típusa 50...100 W bemenő teljesítményt (144 MHz-en) is fel tud dolgozni és abból 15...60 W teljesítményű 432 MHz-es jelet szolgáltat az antennának.

A varaktordiódás sokszorozón SSB-jelre nem lehet átküldeni, mert a meghajtó jel szíveslésségét is megháromszorozza és a fokozat működése erősen amplitúdó-nemlineáris. Kiválóan alkalmazható azonban CW- és FSK-jelre áttételre 144 MHz-ről 432 MHz-re. Az FSK-jelknél azonban a löket nagysága is háromszorosára növekszik. Ezért az adó VFO-jában varaktoros üzemű adás esetén a löketet a sokszorozási számnak megfelelően le kell csökkenteni.

28/144 MHz-es URII-adapter

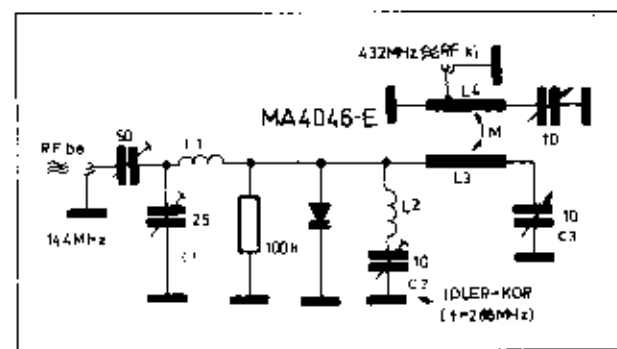
A következőkben egy URII-adaptert ismertetünk. Az URII-adapter tömbvizslatát a 8.30. ábra mutatja, és mint az jól látható, az adapter három fő egységre tagozódik.

Mind az adó-keverő, mind a vevő-keverő számára szükség van egy 116 MHz-es lokál jelőre. A lokál jelet a 8.31. ábra kapcsolási rajza szerint felépített *lokáljel-generátor* állítja elő. A 38,0668 MHz frekvenciájú kristályoszillátor frekvencia-háromszorozó-fokozatot táplál. A háromszorozó fokozat szűrőn keresztül hajtja meg a kétfokozatú 116 MHz-es oszcillátort, amelyben 2N2219-A típusú tranzisztorok vannak. A fokozatok közötti szűrők a nemkívánatos jelkomponensek továbbjutását akadályozzák meg. A lokáljel-generátor kb. 0,6 W nagyfrekvenciás teljesítményt szolgáltat 116 MHz-en. A 2N2219-A tranzisztorokra hűtőcsillagot kell helyezni.

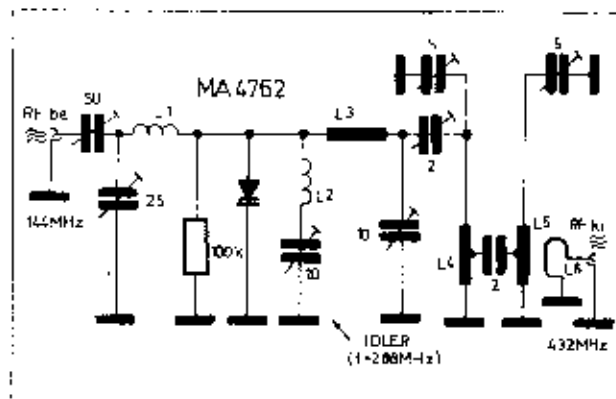


8.27. ábra. Lecher körrrel hangolt 432 MHz-es ellenirányú végerősítő fokozat anódköre. Hangolás előző részdíszárral (a) és félhullámú rezonátor a „úsvaki” oldalon kapacitív hangolással (b)

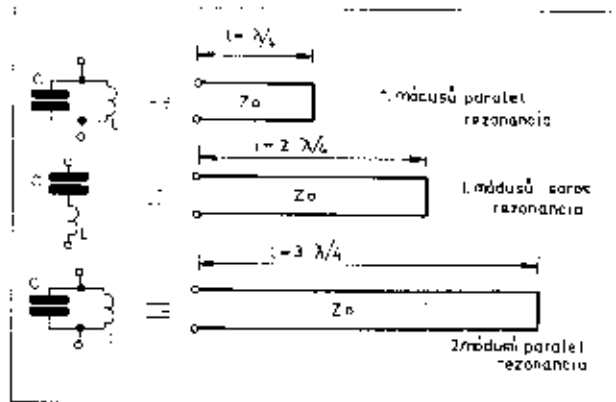
A vevő-egység (8.32. ábra) földelt emittéres előerősítőből és koverőfokozatból áll. Az antenna és az előerősítő tranzisztor, valamint az előerősítő tranzisztor és a koverőfokozat közötti felso kapacitív csatolású szűrők találhatók a szükséges túlkör- és távol-szelektivitás elérésére. Adás alatt a szűrők három rezgőkörét vezetékbe vezérelt diódák csillapítják, a tranzisztorok épségének megóvása érdekében. Így ugyanis az adó-kimenetről a vevőbe „szivárgó” nagyfrekvenciás jel legfeljebb csak kis szinten jut a



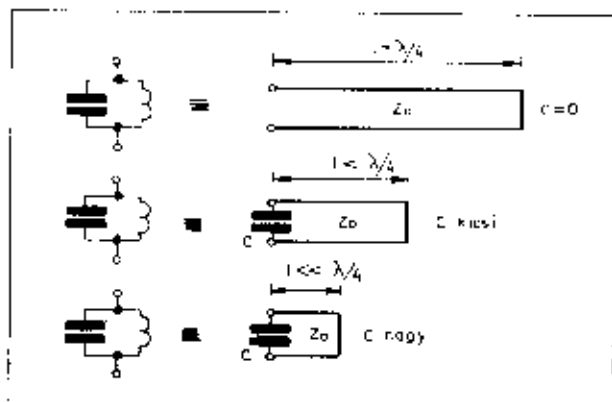
8.28. ábra. Varaktordiódás frekvenciaháromszorozó fokozat 144/432 MHz-re. 20 W bemenő teljesítményből kb. 6 W kimenő teljesítmény szolgáltat



8.29. ábra. Varaktoros háromszorozó fokozat háromkörös kimeneti szűrővel



8.22. ábra. Elosztott paraméterű rezonátorok különböző relatív hosszai. A relatív hossz függvényében párhuzamos és soros rezonanciák valósíthatók meg



8.23. ábra. Alótt frekvencián esetén a kapacitív terhelés miatt a rezonátor hosszát te kell rövidíteni. Nagy kapacitív terhelés esetén a rendszer koncentrált paraméterű L - C rezgőkörrel alakul az egyetlen menetté szaporodó induktivitás közt-közében

A rezonáns negyedhullámhossz tehát:

$$l = \frac{\lambda^*}{4} = \frac{1}{4\sqrt{\epsilon_{\text{rel}}}} = \frac{300}{4 \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{rel}}}} \quad (\text{m}) \quad (\text{MHz})$$

A képletben szereplő

$$\frac{1}{\sqrt{\epsilon_{\text{rel}}}}$$

hányadost rövidítési tényezőnek nevezzük.

Abban az esetben, ha egy negyedhullámhosszú rezonáns tápvonalra — mint párhuzamos rezgőkörre — kondenzátort kapcsolunk, rezonanciafrekvenciája alacsonyabbá válik, illetve, ha az eredeti rezonanciafrekvenciát meg akarjuk tartani, akkor a vonal hosszát kell lerövidíteni. A kapacitás hatását szemléletesen a 8.23. ábra mutatja. A negyedhullámú rezonátoron a feszültség és áram eloszlását a 8.24. ábra szemlélteti.

A negyedhullámú és esetleg félhullámú rezonátorok elsősorban a 432 MHz-es és az ennél magasabb frekvenciájt sávokban nyerhetünk felhasználást. A 8.25. ábra egy kapacitással terhelt (és hangolt) háromkörös sávszűrőt mutat a 430 MHz-es sávban való alkalmazására. Az egyes koaxiális rezonátorok között induktív csatolás van megvalósítva elforgatható hurkok segítségével. A háromkörös szűrő elektromos kapcsolását a 8.26. ábra mutatja. A 8.27. ábrán pedig Lecher-vezetékekkel kivitelezett oszvos kapcsolás látható negyedhullámú elrendezésben, oszvos rövidzárral hangolva, valamint egy félhullámú rezonátoros kivitel, kapacitással hangolva.

A varaktoros-frekvencia-sokszorozó

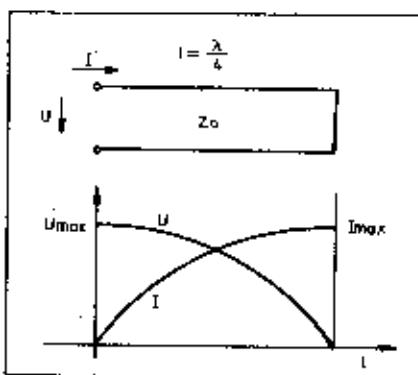
A frekvencia-sokszorozáshoz valamilyen nem lineáris működésű elemre van szükség. Az elektroncső és a tranzisztor a nemlineáris rásfeszültség-anódáram, illetve bázisfeszültség-kollektoráram karakterisztikája révén (C-

osztályú munkapont) alkalmas frekvencia-sokszorozása. Mindkét aktív elem a kimenő teljesítményt az egyenáramú tápegységből elfogyasztott energiából hozza létre.

Mériben másképpen működik a varaktordiódás frekvencia-sokszorozó

fokozat. A varaktordiódá rétegek kapacitásának feszültségfüggését frekvencia-sokszorozási célra lehet kihasználni. A dióda rétegek kapacitása követe a diódán levő nagyfrekvenciás jel pillanatnyi feszültségét. (Ez úgy képzelhető el, mintha egy nagyfrekvenciás feszültségre kapcsolt forgókondenzátor a fegyverzetén levő feszültség pillanatnyi értékének megfelelően állítanánk nagyobb, illetve kisebb kapacitásértékre. Így a kondenzátorra kapcsolt tisztán sinuszos feszültség ellenére az áram már nem mutat tiszta sinuszos jelalakot. Az áram torzított alakja harmonikusok jelenlétéről tanúskodik. A „kimenő” áram ugyanazon a vezetéken jelenik meg, mint a „bemenő” feszültség.)

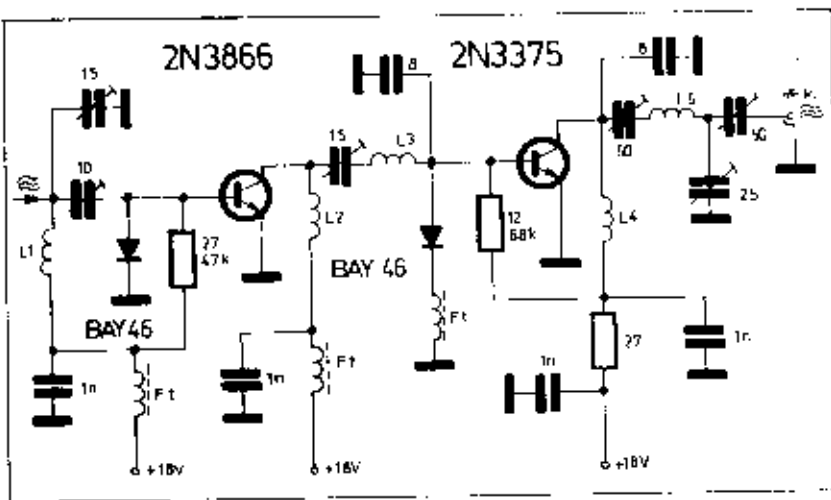
A 8.28. ábra egy varaktoros háromszorozó kapcsolást mutat 144/432 MHz-es frekvenciákkal. A kapcsolás a kimeneti RF-teljesítményt a bemeneti meghajtásból nyeri. Ideális esetben — ha a diódának nem lenne ohmos veszteségi ellenállása — a fokozat hatásfokát csak a csatoló rezgőkörök veszteségei csökkentenék 100% alá. Még valóságos (vesztéses) varaktor-



8.24. ábra. Áram- és feszültségeloszlás egy végén rövidzárral negyedhullámú rezonátor mentén



8.25. ábra. Háromkörös koaxiális sávszűrő kapacitív hangolással. A körök közötti csatolás változtatása a csatolóhurkok elfordításával lehetséges



8.20. ábra. Kétfokozatú 3 W-os tranzisztoros erősítő 144...146 MHz-re

Több tranzisztortípusnál ugyanannyi fontos az, hogy az antennacsatlakozás üzem közben ne szakadjon meg, mert ez a végerősítő tranzisztor halálát okozza. A gyárak általában VSWR = 3 állóhullámarány-értéket adnak meg, amelyet a tranzisztor még éppen elvisel. Vannak azonban úgynevezett *reflexiónedelt* típusok is, amelyek totális reflexiót (megszakított, vagy rövidrezárt antennacsatlakozást) is elviselnek.

Tranzisztoros fokozatok párhuzamos kapcsolása

A teljesítmény növelésére a tranzisztorok is használhatók párhuzamos kapcsolásban, mint az elektroncsövek, különösen az alacsonyabb frekvenciákon. A 144 MHz-es sávban a belső kapacitások már nem engedik meg az egyszerű párhuzamos kapcsolást, nem beszélve arról, hogy a nagy határfrekvenciájú tranzisztorok párhuzamos

kapcsolásakor szinte kivétel nélkül begerjedés lép fel.

A tranzisztorok párhuzamos kapcsolása helyett a fokozatok párhuzamos kapcsolását alkalmazzák, mint az a 8.21. ábra mutatja. A párhuzamosan kapcsolt fokozatoknál fontos a szerelési szimmetria és a tranzisztorok jól meggyező paramétereit. A begerjedés megakadályozására az induktív és kapacitív egyenmérőhatások a minimumra csökkentendők.

Az elosztott paraméterű rezgőkörök

A hosszú-, közép- és rövidhullámú frekvencia-tartományokban az alkatrészek (tekercsek, kondenzátorok, vezetékek stb.) mechanikus méretei elhanyagolhatók az üzemi hullámhosszhoz képest. Az UHF-sávban a frekvencia növelésével ez egyre inkább megváltozik; a vezetékek mentén elosztott kapacitásokkal és a vezetékek hosszán fellépő induktivitásokkal is számolnunk kell.

Egy, a hossza mentén folyamatosan elosztott kapacitással és induktivitással bíró megfelelő hosszúságú tápvonal – koaxiális, vagy Lecher-vezeték – párhuzamos vagy soros rezgőkörként viselkedik, aszerint, hogy a kábel hossza a hullámhossz negyedrésznének ($\lambda/4$) hányadosa. A 8.22. ábrán látható, végükön rövidrezárt koaxdarabok párhuzamos rezgőkörként működnek, ha hosszuk (l) a hullámhossz negyedrésznének páratlan számú többszöröse, és soros rezgőkörként alkotnak, ha hosszuk a negyedhullám pároszámú többszöröse.

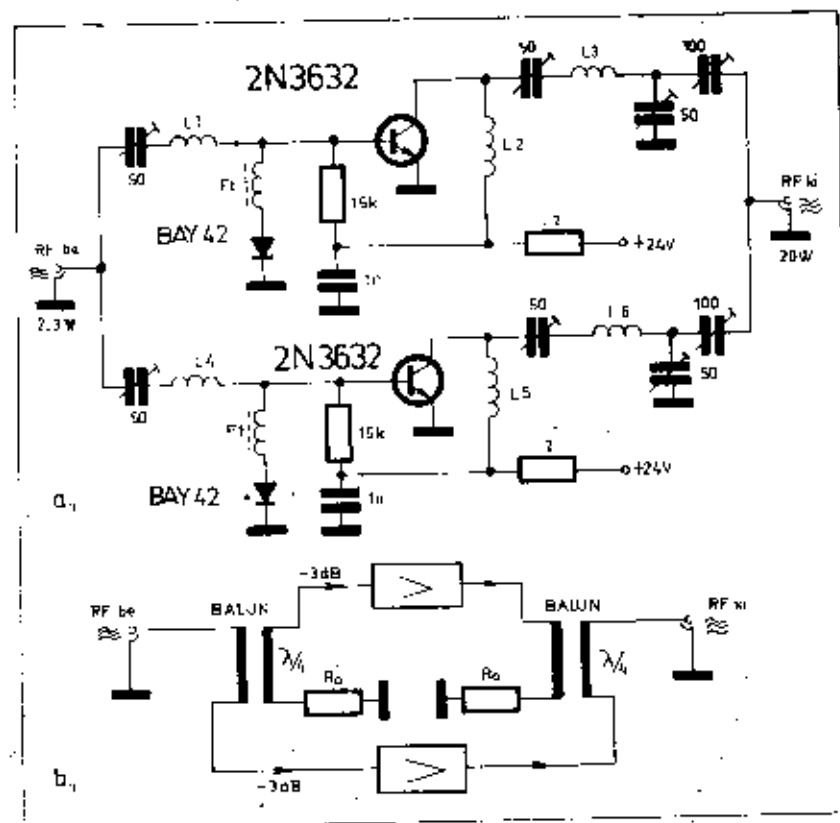
A végén nyitott tápvonal-darabok pontosan ellenkezőleg viselkednek.

Mivel az elosztott paraméterű rezgőkörök méretei jóval nagyobbak egy koncentrált elemekből álló rezgőkör méreteinél, a magasabb frekvenciás sávokban adnak jól kezelhető elrendezést, például már a 430 MHz-es sávban is. Már 144 MHz-en is szerepük lehet az elosztott paraméterű rezgőköröknek, a nagy belső kapacitással rendelkező és alacsony impedanciával igénylő, nagy teljesítményű tranzisztoros fokozatoknál. Az elosztott paraméterű rezgőkörök előnyösen kivitelezhetők teflon alapanyagú, vagy egyszerű üvegszállal erősített nyomtatott áramkörti lemezekben, mint lapos *szalag-tápvonalak* (strip-line).

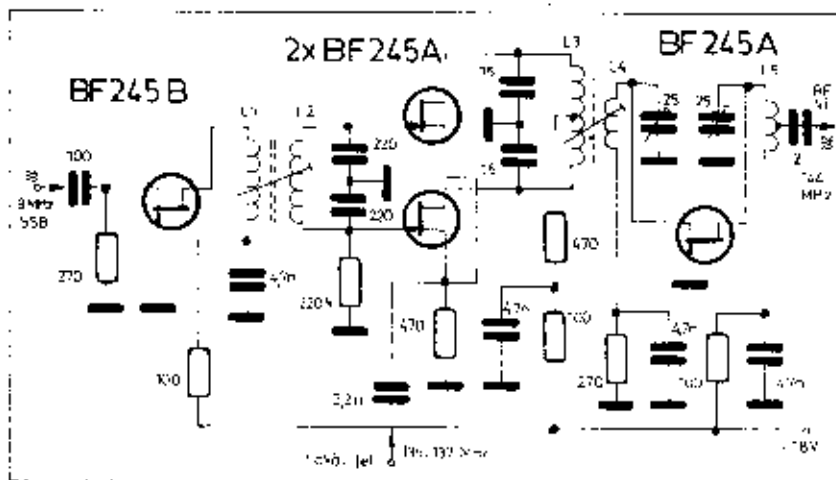
A nem levegő (vagy vákuum) dielektrikumú tápvonalak, így a nyomtatott áramkörti szalagvonalak is a szigetelőanyag dielektrikus állandójának négyzetgyökével arányosan rövidebb méretűek, mint ha dielektrikumuk levegő lenne ($\epsilon_{rel} = 1$). A dielektrikumban a hullámhossz lerövidül az alábbi képlet szerint:

$$\lambda^* = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_{rel}}}$$

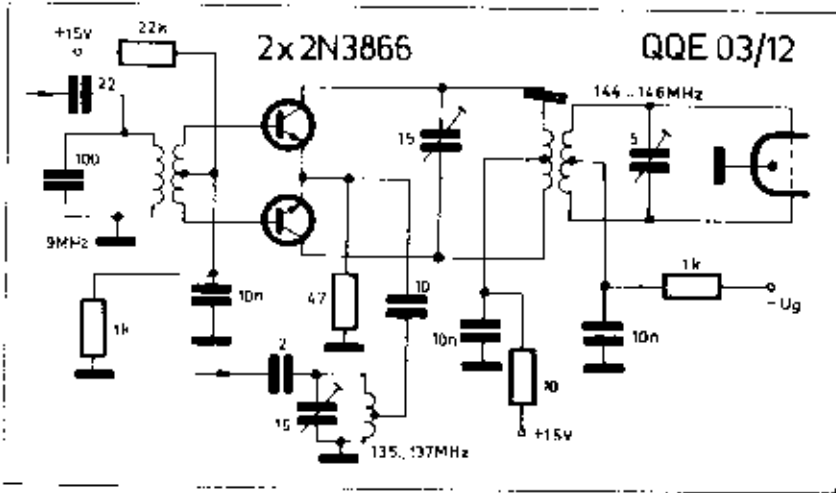
ahol λ^* a lerövidült hullámhossz (m), λ a hullámhossz vákuumban (m) és ϵ a szigetelőanyag relatív dielektrikus állandója.



8.21. ábra. Tranzisztoros fokozatok párhuzamos kapcsolása a kimenő teljesítmény megnövelésére. Fokozatok egyszerű párhuzamos kapcsolása (a) és a teljesítmények összekapcsolása (és a meghajtás szétosztása) 3 dB-es balun-transzformátorokkal (b)



8.17. ábra. Ellenütemű keverőkapcsolás JFET tranzisztorokkal. A csatlakozó fokozatok szintén FET tranzisztorokkal vannak kivitelezve, a lineáritás növelése céljából



8.18. ábra. Ellenütemű adó-keverő bipoláris tranzisztorokkal

egy QJE 02/5-tel felépített, vagy hasonló teljesítményű végfokozat meghajtásához elegendő.

A 8.17. ábrán két FET-tranzisztorral felépített kisszintű adó-keverő látható a csatlakozó fokozatokkal együtt. A FET-tranzisztorok relatív nagy kivezérelési tartománya kiváló lineáritást biztosít az SSB-üzem számára.

Az adókeverő-fokozat bipoláris tranzisztorokkal is kivitelezhető a 8.18. ábra kapcsolási rajza a szerint. Két darab 2 N 3866-os nagyfrekvenciás tranzisztor kb. 0,3 W kimenő, 144 MHz-es jelet szolgáltat olfoghadható lineáritás mellett. Ez a teljesítmény egy QJE 03/12-es oszvet olyan mértékben képes kivézérelni, hogy a kimenő antennatelsítmény 4...5 W.

Az adókeverő-fokozatok felül való meghajtása meglehetősen nagy teljesítményt igényel, lényegesen nagyobb, mint a „vagy típusú” keverő fokozatok. Csak az a fokozatban az utolsó erősítő fokozatában ugyanolyan típusú tranzisztor alkalmazni, mint a keverőfokozatban.

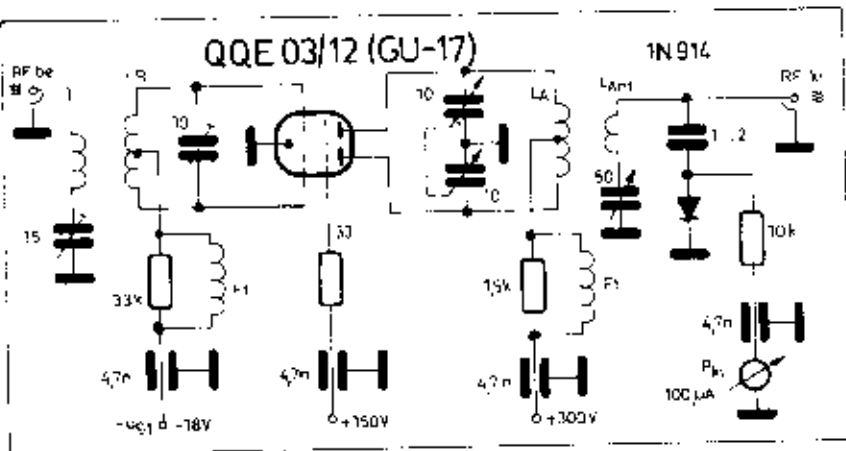
Tranzisztoros erősítők

A 144 MHz-es URH-frekvenciákon a tranzisztorok bemeneti és kimeneti kapacitásai dominálnak a csatlakozó rezgőkör hanguló kapacitásaként. A kapcsolások a jellegzetes „soros rezgőkörökkel” vannak kivitelezve, mind a bemenő, mind a kimenő oldalon. Az üzemi frekvenciánál nagyobb határfrekvenciájú tranziszortípusok földelt emitteres kapcsolásban is használhatók. A fokozatok bemenete és kimenete között jelentős visszahatás van, még begerjedés nélküli állapotban is; a bemenő és kimenő körök egymást elhízó a hangolás alkalmával. A számottevő értékű belső kapacitások mind a tápfeszültségnek, mind a jelenlévő RF-jel amplitúdójának függvénye és így a jelszinttől függően a hangolás más és más lehet. Kedvezőbb elválasztást biztosít a bemenet és a kimenet között a földelt bázisú kapcsolás, de ennek teljesítményerősítése kisebb. Fokozatonként általában 6...12 dB-es teljesítményerősítéssel számolhatunk, a tranzisztor típusától függően. A 8.19. ábra néhány URH-frekvencián is használható tranziszortípust ábrázol.

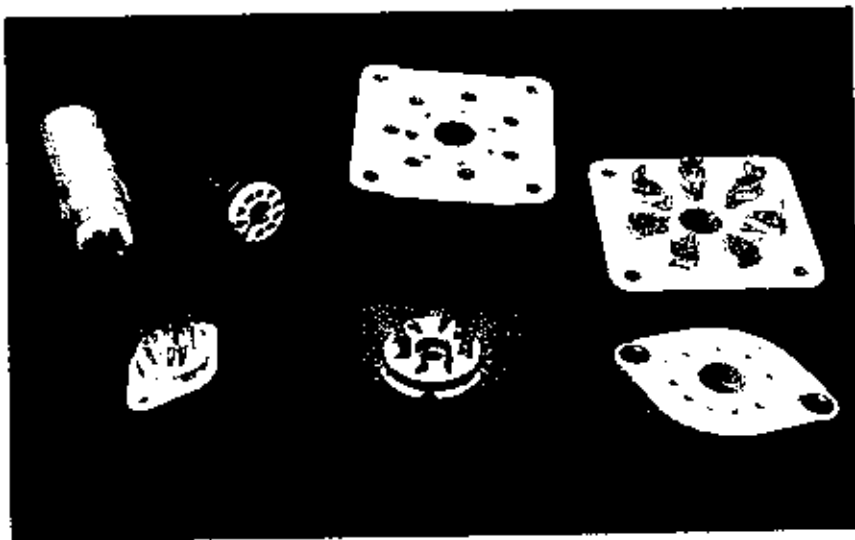
Kétfokozatú B-osztályú erősítő látható a 8.20. ábrán. A két fokozat együttes erősítése 18 dB. A kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény 3 W. A tranzisztorok hűtéséről megfelelő méretű hűtőbordákkal kell gondoskodni; a 2N3866 „hűtőcsillaggal” hűthető, míg a 2N3375-ös végerősítőt egy legalább 100 cm² felületű hűtőbordára kell csavarozni. A fokozatoknál nagyon fontos, hogy az emitter kivezetése a lehető legrövidebb úton földelre legyen, a lehető legkisebb induktivitással csatlakozással. Erre a célra egy részfólia-szalag a legalkalmasabb, amely közvetlenül a hűtőborða alá csavarozható.



8.19. ábra. Teljesítményerősítő tranzisztorok kivitelű formái a 100...960 MHz üzemi frekvenciatartományban



8.14. ábra. 10 W-os, 144 MHz-es B-vezéltű végerősítő fokozat QQE 03/12, vagy GU-17 típusú elektroncsővel



8.15. ábra. Keramikus foglalatok UHF-adócsövek számára. A kerámia dielektromos vesztesége aránylag kicsiny a többi hagyományos szigetelőanyagokhoz képest

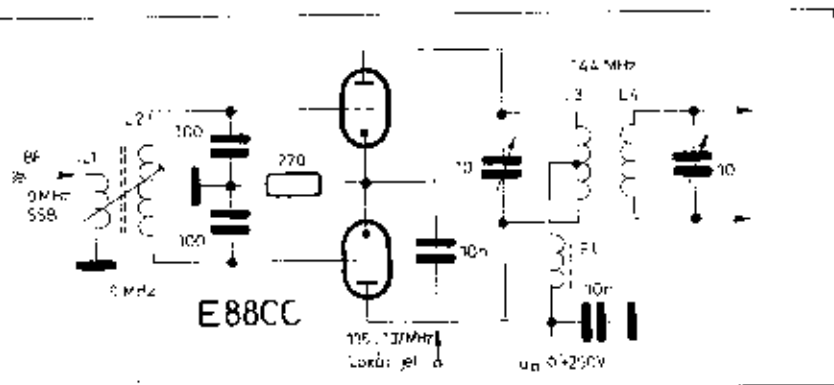
vezérléskörétől. Egyes QQE... típusokba a gyár már előre beépítette a neutralizáló kondenzátorokat (pl. QQE 03/20, QQE 06/40), és így azokat nem szükséges kívül alkalmazni. Ennek fejében azonban a cső párhuzamosan kapcsolt úzarnak kevésbé alkalmas.

A 8.11. ábrán egy kb. 10 W kimenő teljesítményű ellenütemű végerősítőt mutatunk be QQE 03/12 (GU-17) elektroncsővel. Ez a csőtípus novál foglalatú és mind az anód-, mind a rácskivezetések a foglalatra vannak kihozva.

Szigetelőanyagok

Mint ismeretes, minden szigetelőanyag (foglalatok, kitémasztók, lemezek stb.) veszteséget visznek be egy nagyfrekvenciás áramkörbe (pl. rezgőkörbe), ha elektromos erőllérbe kerülnek. A frekvencia növelésével közel négyzetesen növekszik a veszteség. A legjobb dielektrikum természetesen a levegő (vagy vákum) és a szilárd dielektrikumok közül a kerámia, a teflon (politetrafluoridén) és a trolitol (polisztirol). IIőállósága miatt elsősorban a kerámia (calit stb.) és a

tehen a levegő (vagy vákum) és a szilárd dielektrikumok közül a kerámia, a teflon (politetrafluoridén) és a trolitol (polisztirol). IIőállósága miatt elsősorban a kerámia (calit stb.) és a



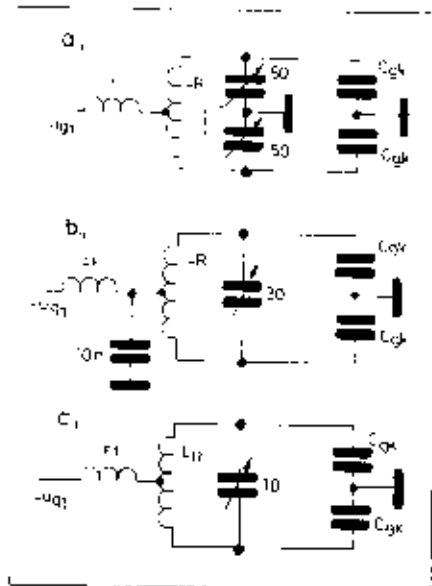
8.16. ábra. 9/144 MHz-es adókeverő E 88 CC kettőstriódával. A 135...137 MHz-es lokál jel együtteműen vezérlí a két csúfelet

nehézben hozzáférhető, rugalmas és záiron tapintású teflon a kedvelt nagyfrekvenciás szigetelő anyag. Az átlátszó trolitol hőre lágyuló anyag és így adócsövek közelében nem használható.

A legnagyobb nagyfrekvenciás igénybevétel a csövek foglalatánál, tekercseseteknél és kondenzátorok dielektrikumánál, valamint forgókondenzátorok kitarasztószigetelőinél lép fel. Ezekre a helyekre az UHF-technikában kerámiákat használnak szigetelőként (8.15. ábra). A fokozatok mechanikus szerelése lehetőleg olyan legyen, hogy a nagyfrekvenciás erőterhek ne kerüljenek „működési” szigetelőanyagok (pl. bakelit, plexiglas, keménygyúmi stb.).

Adókeverők

Adókeverőknek hívjuk azokat a fokozatokat, amelyek az adóegység átviteli hálózatban a nagyfrekvenciás jelet (vívófrekvenciás jelet) hozzák létra, valmely két másik jeltől. Mivel ezektől a keverőfokozatoktól rendszerint egy bizonyos teljesítmény leállítását is megköveteljük, azért ezeket teljesítmény-keverő fokozatoknak is hívjuk. Az adó-keverő fokozatok vagy közvetlenül az adó végerősítő csövet (tranzisztorát), vagy a meghajtó csövet (tranzisztorát) vezérlík, és így fokozatokban számolva nincsenek távol az antennától. Az adókeverőknek az antennakimenethez való relatív „közelsége” azt a követelményt támasztja velük szemben, hogy lehetőleg csak a hasznos vívófrekvenciás jelet továbbítsák az aránylag gyenge szelektivitással bíró meghajtó és végfokozat felé. Különösen a szükségzerűen magas szintű lokál jel továbbítását kell megakadályozni, mert ez kijutva az antennára más forgalmi csatornákat erősen zavarhat (pl. 135 vagy 116 MHz-en). A lokáljel-elnyomás követelménye szinte előírja, hogy az adókeverő-fokozatnak ellenüteműnek (szinusztrikusnak) kell lennie, mert csak ennek a képesolának van lokáljel-elnyomó tulajdonsága. A 8.16. ábra egy kettőstriódával kivitelezett adókeverő-fokozatot mutat E 88 CC csővel. A keverőfokozatból kapott kimenő teljesítmény kb. 100 mW, amely

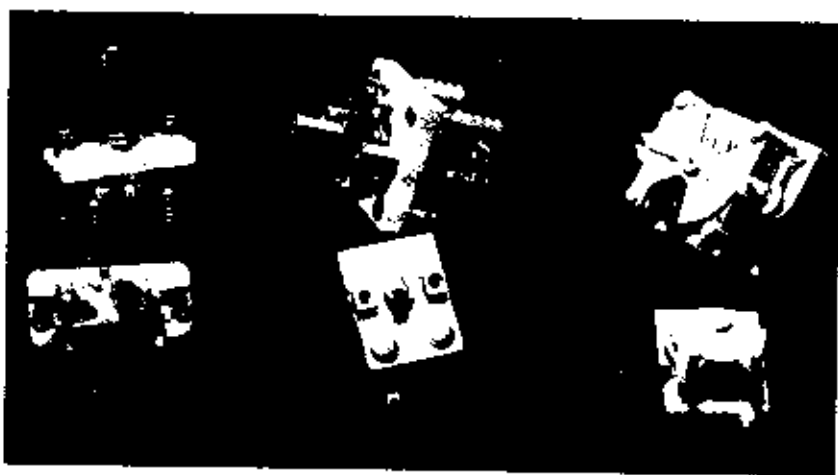


8.10. ábra. A szimmetrikus (ellenütemű) rezgőkörök földpontjának lehetséges megoldásai. Kapacitív középpont (a), induktív középpont (b) és az elektródakapacitások által létrehozott szimmetria (c)

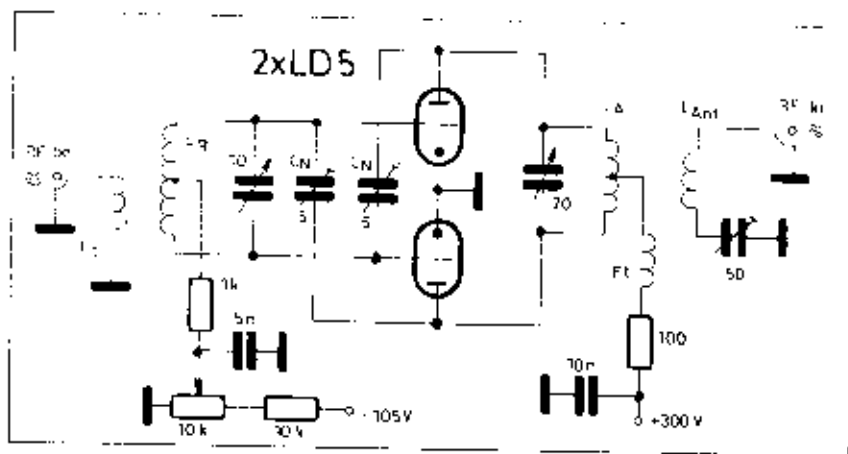
Ezen jelenség kivédésére a 10...30 menetes URH-fejtőtekercseket gyakran ellenállshuzalból tekercselik, vagy a rézhuzalú fejtekerceseket egy 10...1000 ohm értékű ellenállást kapcsolnak sorba azazrint, hogy az áramkör milyen értékű soros ellenállást „visel el”. Sok esetben a betápláló fejtekerces el is hagyható az ohmos ellenállás alkalmazásakor, különösen, ha a betáplálási pont egybeesik a rezgőköri tekercs nagyfrekvencián zérus potenciálú helyével.

Az ellenütemű erősítő fokozatok neutralizációja az eleve fordítottárálló bemeneti és kimeneti fázisfordítók következtében egyszerűvé válik. A két darab neutralizáló kondenzátor a 8.12. ábrának megfelelően kötenődő L_{ant} és értéke az egyik csőfél anódra cs kapacitásával (C_{a}) azonos.

A jelenleg széleskörűen alkalmazott középteljesítményű elektroncsövekkel 3...5 W teljesítményt 144 MHz-en ellenütemű kapcsolás nélkül is el lehet érni, akár triódákkal, akár tetródákkal vagy pentódákkal. A nagyobb teljesítmények nagyobb elektródaméretű csöveket igényelnek, amelyeknek belső kapacitásai már csak ellenütemű kapcsolásban teszik lehetővé az üzemeltetést. Ezen okból számos URH adócsövet gyártanak a csőgyárak közös burába épített két tetróda vagy pentóda elektródarendszerrel. Ilyen klasszikus típusnak számít a 829 és 832 (GU 29 és GU 32) típusjelű adócsövek, amelyeknek „születési ideje” az 1930-as évek végére tehető. A modernebb változatok a 8.13. ábrán láthatók. A nagyobb teljesítményű csövekre jellemző a cső tetején kivezetett két anódcsatlakozás, azért, hogy az anódkör kellően távol kerüljön a cső alján (a foglalatnál) kivezetett két



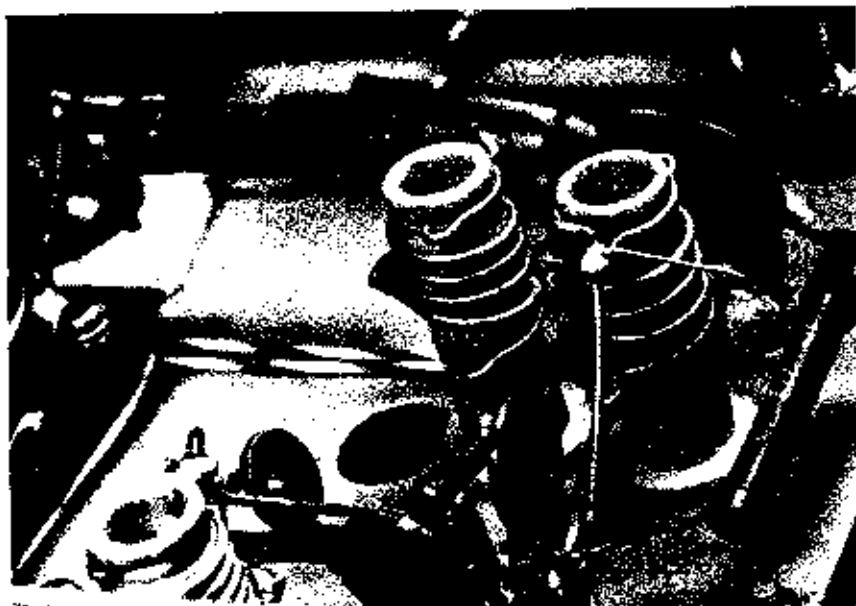
8.11. ábra. 144 MHz-en használatos „kőzönnyes” és „lepke” forgókondenzátorok. Jellemzőjük az szűstűzött fogvezeték és a keramikus kivétel



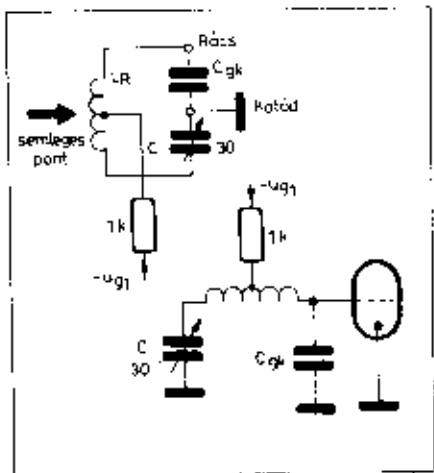
8.12. ábra. Ellenütemű triódás végerő sítő fokozat neutralizációja



8.13. ábra. Az URH-csővekben (144 és 432 MHz-en) használatos elektroncsövek. Balról jobbra: 6 AK 5 W; P 180 P; E 88 CC; QQE 02/5; QQE 03/12; QQE 04/5; QQE 03/20; QQE 06/40



8.6. ábra. 144 MHz-es rezgőköri tekercsek kivételi alakja egy URH-vevőben. Jellemző a keskeny menetszám, az osztított huzal és a keramikus tekercsetest, vagy önhordó kivétel



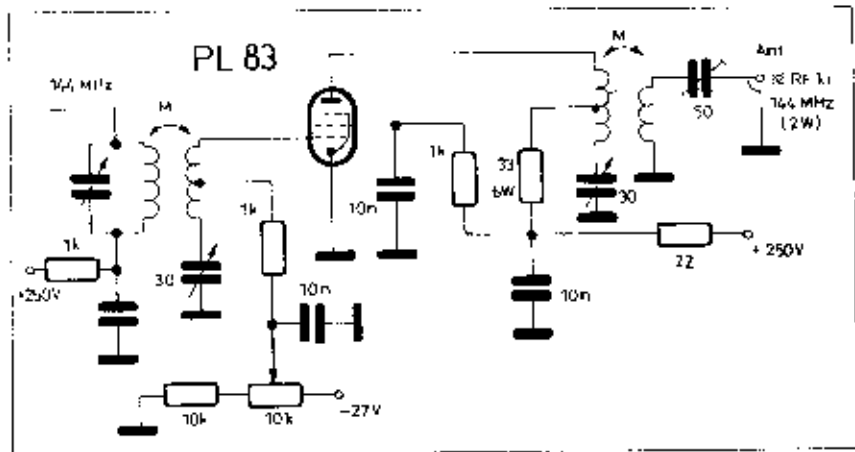
8.8. ábra. A „soros” rezgőkörök tulajdonképpen megsztott kapacitások rezgőkörökét jelentenek, amelyeknél a rezgőköri kapacitás egyik részét az elektróda-kapacitás képviseli

való lehangoltsága következtében a fokozat nem válik gerjedékannyá a fennálló anód-rács kapacitás (C_{ag}) ellenére sem.

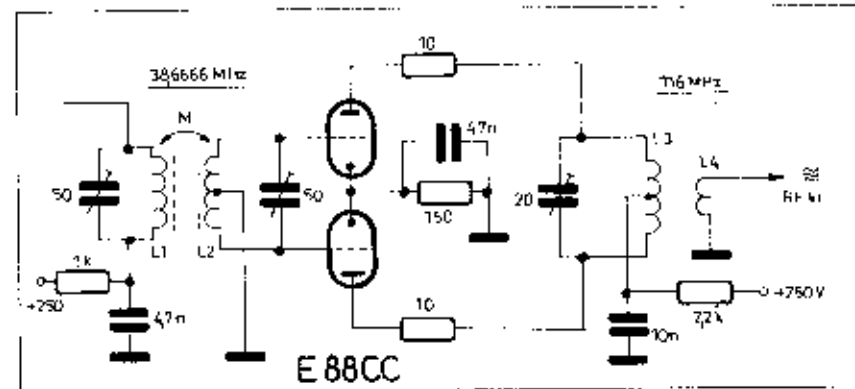
Az ellenütemű felépítésben mind az anód-, mind a rácsköri rezgőkörök nagyfrekvenciás földeléseit illetően három megoldást követhetünk, amint azt a 8.10. ábra mutatja. A szimmetrikus fázisfordítás érdekében a rezgőkör középpontját rögzíthetjük a szimmetrikus hangoló kondenzátor közepén (forgórész) (a), a tekercs elektromos középpontján (b), vagy a szimmetria létrehozását rábizhatjuk a két csőfél belső és a szerelés kapacitásainak szimmetriájára (c). Az a és b változat „kényszerített szimmetria”, a c változat „spontán szimmetria” (langó föld) megnevezéssel illethető.

Az ellenütemű kapcsolásokban szimmetrikus felépítésű forgókondenzátorokat célszerű alkalmaznunk, mert ezek szűrt kapacitásai (föld felé) is szimmetrikusak. Ezeket a kondenzátorokat a forgórész alukjáról rendszerint „lepke-forgóknak” nevezik. Ha a forgórész kivezetését szabadon hagyjuk, akkor ezek a kondenzátorok közönséges kondenzátorok helyett is alkalmazhatók. Az URH-sávban, főleg a 144 MHz-es sávban használatos kondenzátorokat mutat a 8.11. ábra.

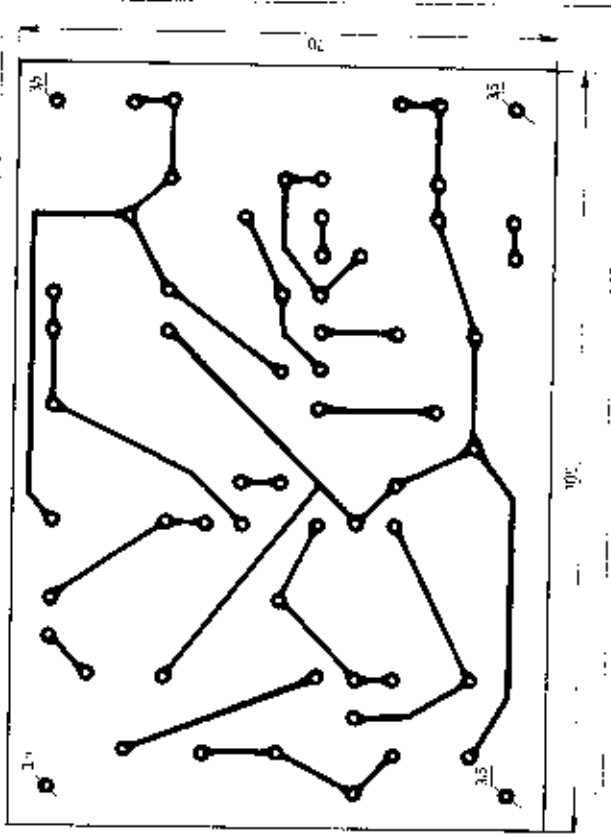
Az ellenütemű kapcsolásoknál na feleljük, hogy az áramkörben alacsonyfrekvenciás szempontból a két csőfél párhuzamosan van kapcsolva az URH rezgőköri tekercseken keresztül. Ez akkor okozhat gondot, ha mind az anódkör, mind a rácskör tápfeszültségbevezetésére nagyjóságú fojtótokereket használunk. Ezek a tekercsek az elektróda- és szűrt kapacitásokkal rezgőkörököt alkotnak és kedvezőtlen esetben egy relatív alacsony frekvenciájú begorjedésnek lehetnek az okozói.



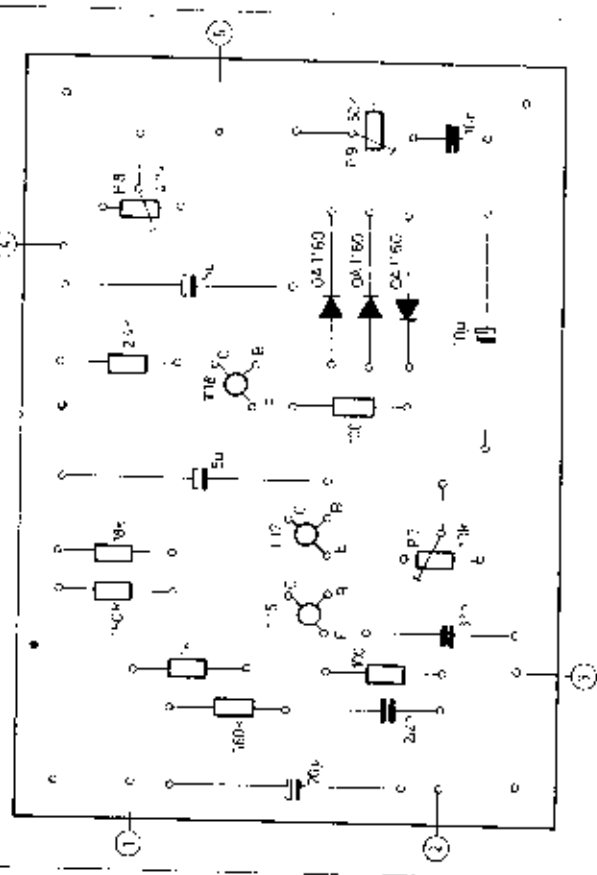
8.7. ábra. A nagy elektróda-kapacitású elektroncsövek csak „soros” rezgőkörökkel használhatók a 144 MHz-es sávban



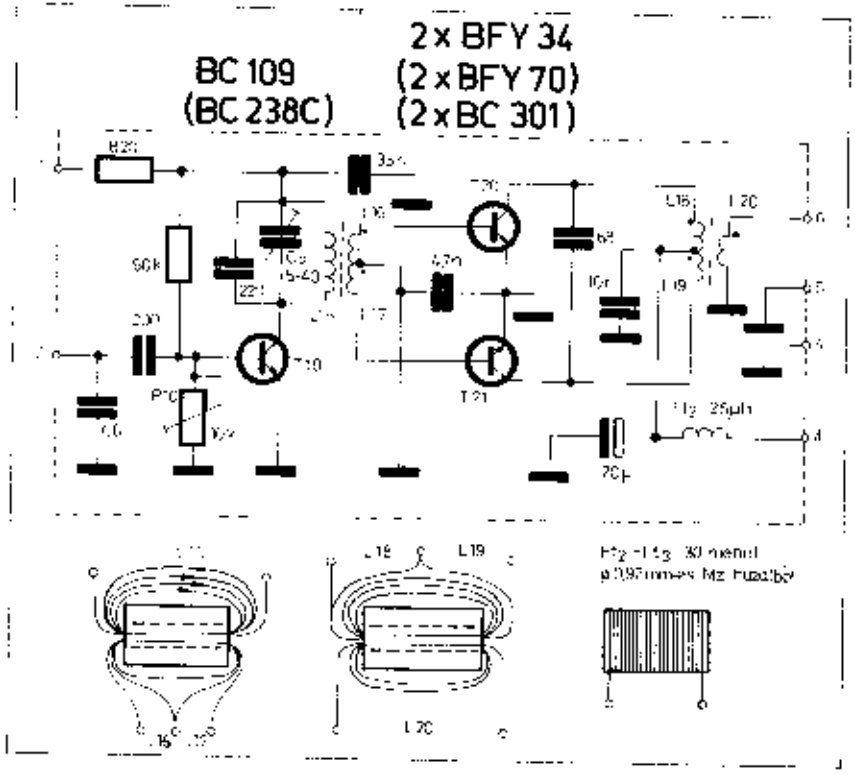
8.9. ábra. Frekvencia-háromszorozó kapcsolás E 88 CC elektroncsővel. Az elektróda-kapacitások a sorbakapcsolás következtében fele értékűre csökkennek



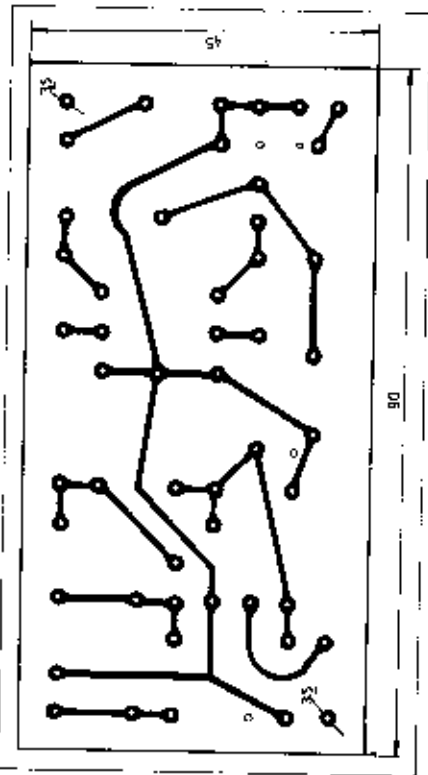
9.24. ábra. Az S-mérő erősítő nyomtatott áramkörtí rajza



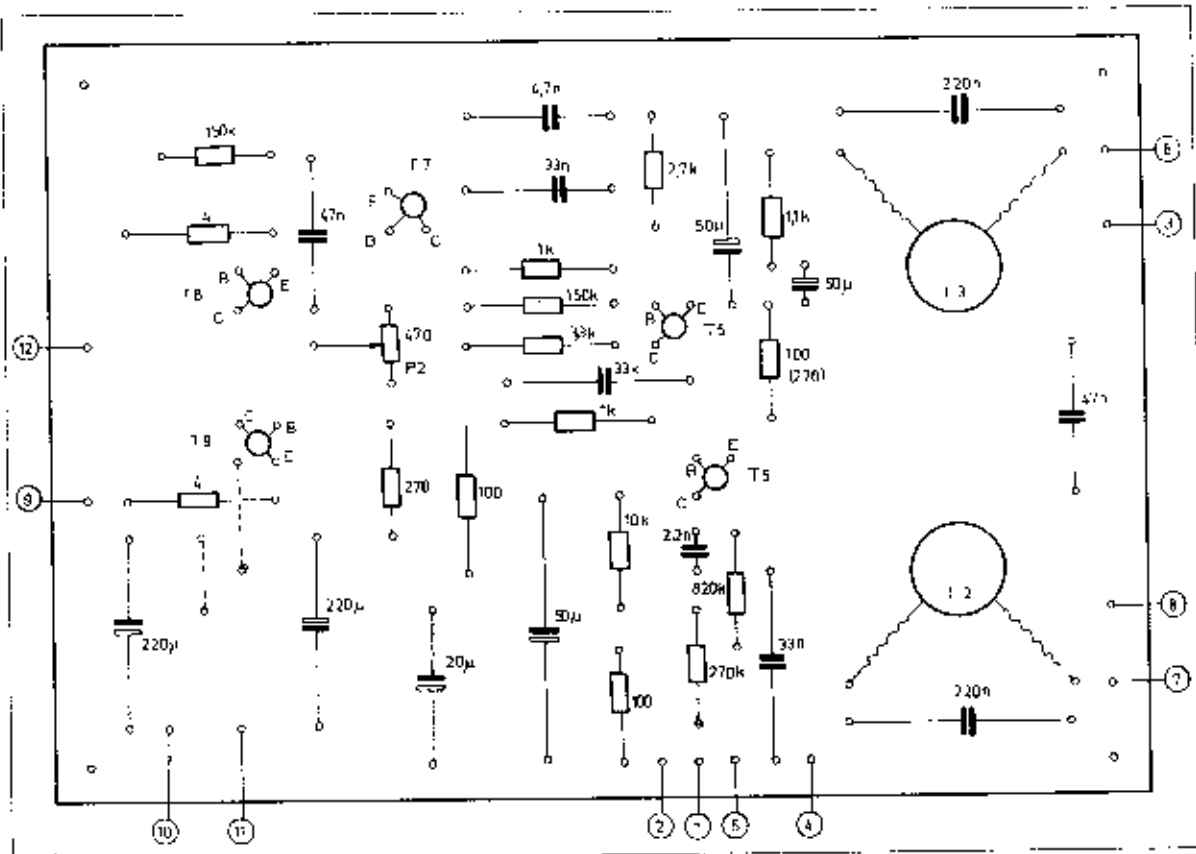
9.25. ábra. Az S-mérő erősítő alkotórészbetűtí rajza



9.26. ábra. A tranzisztors meghajtó fokozat kapcsolási rajza



9.27. ábra. A tranzisztors meghajtó fokozat nyomtatott áramkörtí rajza



9.22. ábra. A hangfrekvenciás erősítő alkatrészbeültetési rajza

alatt kap tápfeszültséget. A kapcsolási rajzát a 9.26. ábrán, a nyomtatott áramkört rajzát a 9.27. ábrán, az alkatrészbeültetési rajzát a 9.28. ábrán láthatjuk.

A T_{12} -es tranzisztor kollektorfeszültségét billentyűzzük. A kollektoráramát a P_{10} -es beállító potenciómmal 5 mA-re állítjuk be úgy, hogy 2-es

pontot a mérés idejére kőssük testre. A T_{12} kollektorkörében levő rezgőkört a C_{12} -tel 3550 kHz-re hangoljuk. A hangolást „S”-mérővel rendelkező vevőre, vagy ha nincs „S”-mérő a vevőben, akkor az L_{12} -ra kapcsolt 0,5 V/100 mA-es skálázóra végezzük el.

A T_{21} – T_{22} tranzisztor „C”-osztályú ellenütemű kapcsolásban dolgozik. A

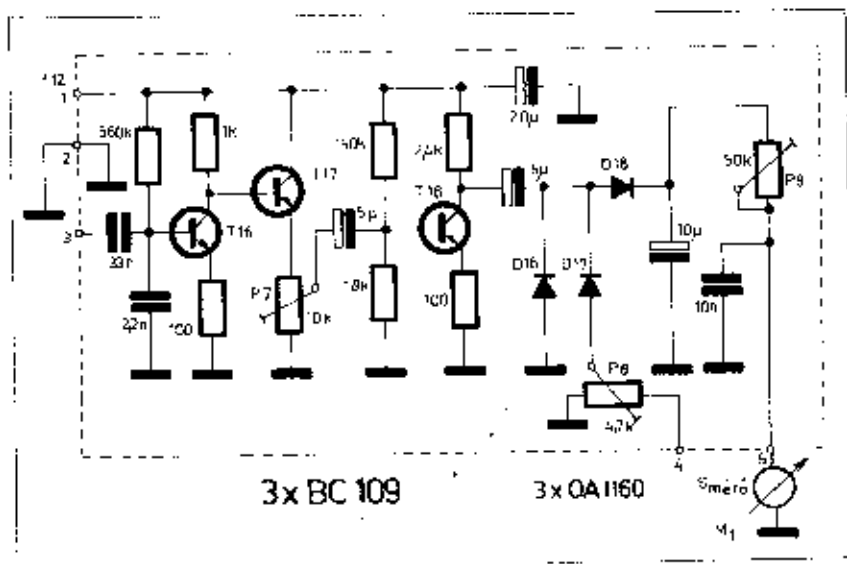
kapcsolás előnye, hogy a páros felharmonikusok a kimeneten erősen csillapítva jelennek meg. A fokozat különböző beállítást nem igényel. A tekercseket gondosan, a megadott adatok és rajzok szerint készítjük el. A T_{21} – T_{22} kollektorárama ne lépje túl a 200 mA-t és feltétlenül használjunk hűtésállagot. A meghajtást a P_{12} -zel változtathatjuk, de a T_{22} kollektorárama sohasem haladja meg a 10 mA-t. Néhány tízed watt többlet-teljesítményért ne üldözzük fel a fokozat stabil működését!

A csöves végfokozat meghajtásához elegendő a T_{22} -t 5 mA-es kollektoráramra beállítani. (A mintakészületben is 5 mA). A K_{12} -es kapcsoló segítségével választhatjuk meg, hogy a C_{12} -csatlakozóra a csöves vagy a tranzisztoros végfokozat teljesítménye kerül-e (l. 9.35. ábra). A kimeneti szintet a beépített indikátor-műszer mind a két esetben mutatja.

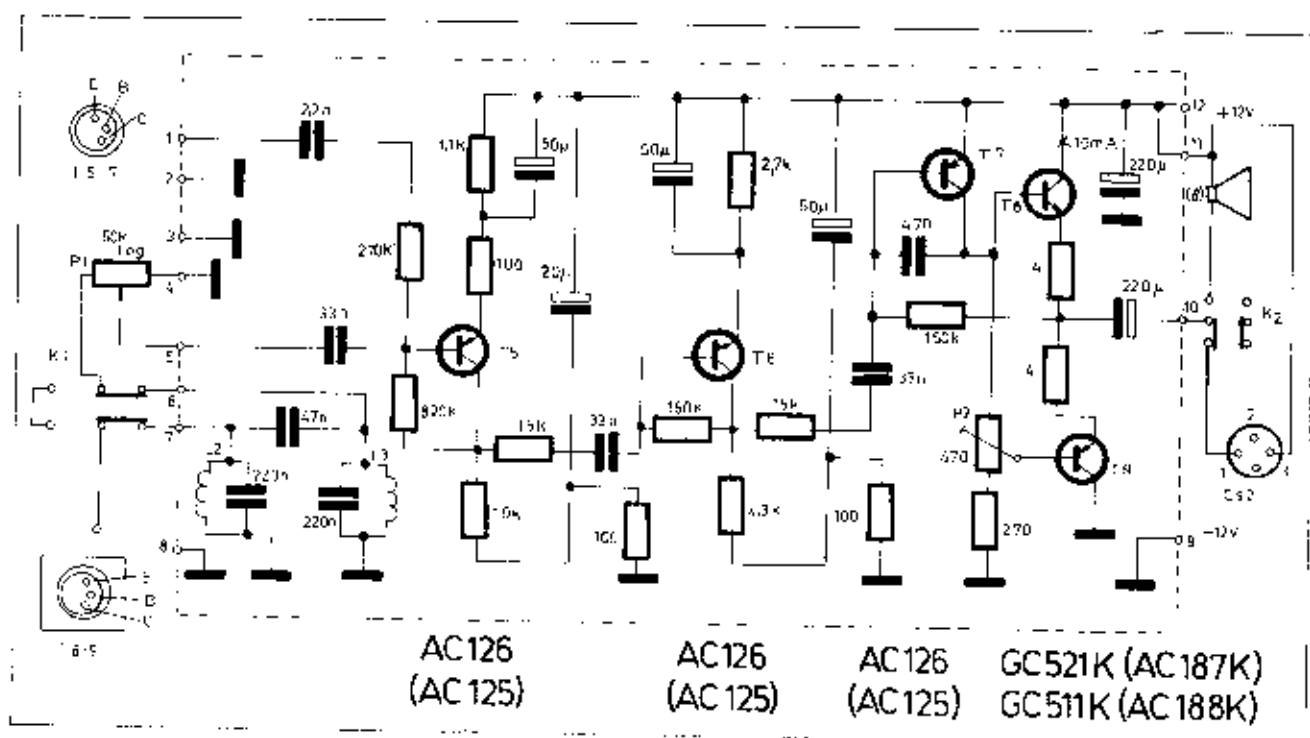
OW – VOX áramkör

A készülék vételről adásra történő átkapcsolása a billentyű lenyomásával automatikusan megy végbe, és ezzel egyidőben egy ún. önhanggenerátor is megszólal.

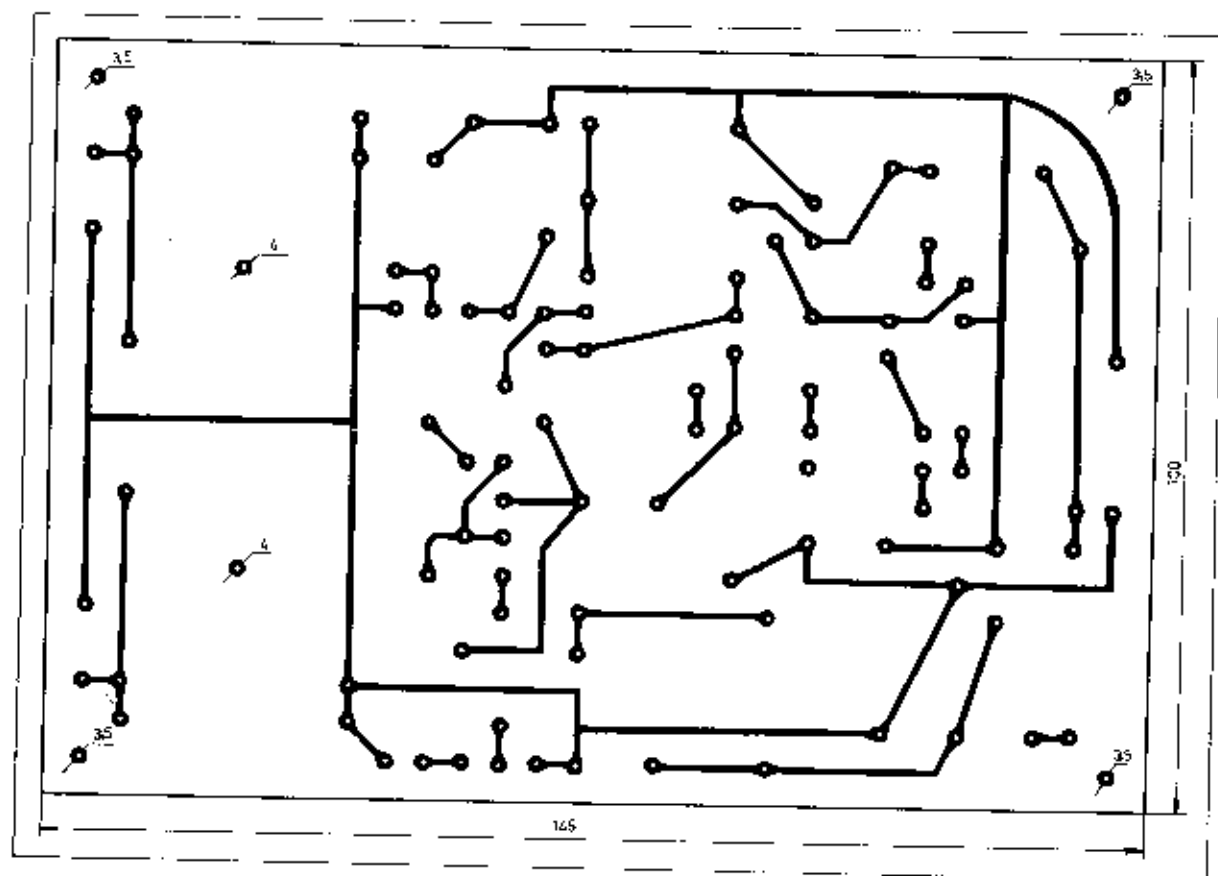
Az áramkör kapcsolási rajza a 9.29. ábrán, a nyomtatott áramkört rajza a 9.30. ábrán, alkatrészbeültetési rajza a 9.31. ábrán látható. A T_{12} – T_{22} tranzisztor az ún. billentyűző áram-



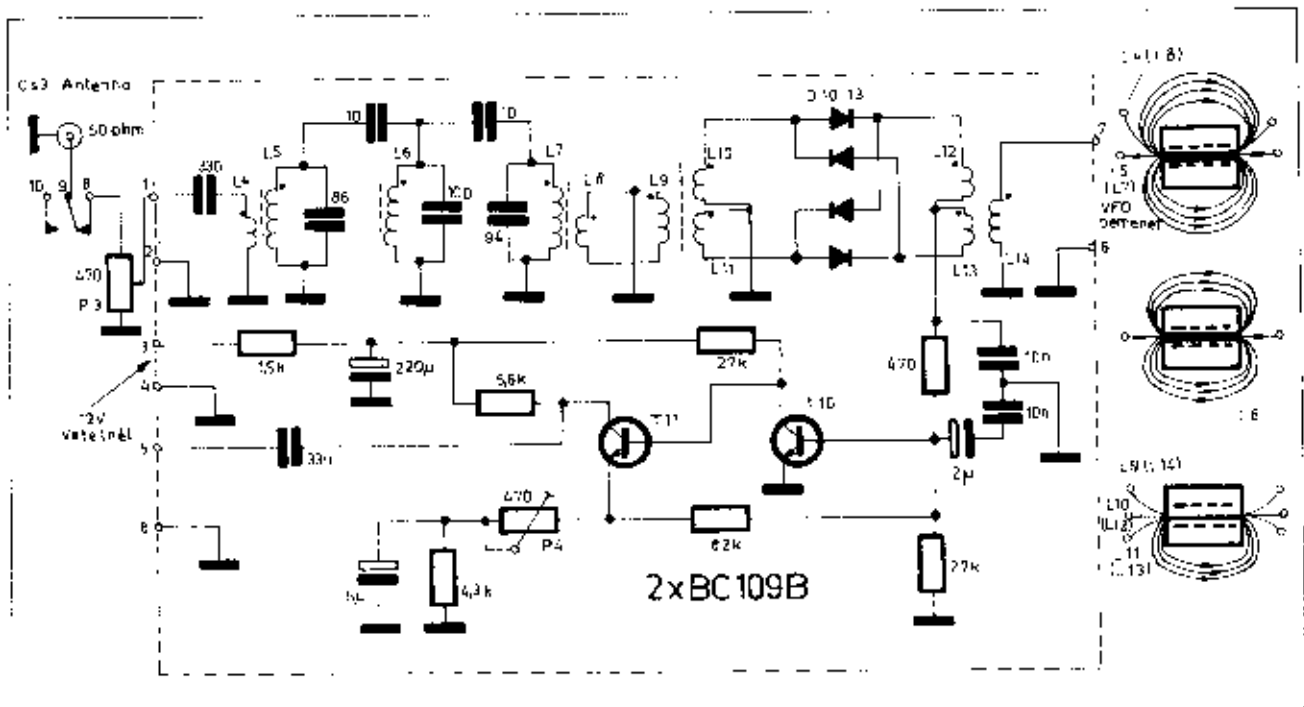
9.23. ábra. Az S-mérő erősítő kapcsolási rajza



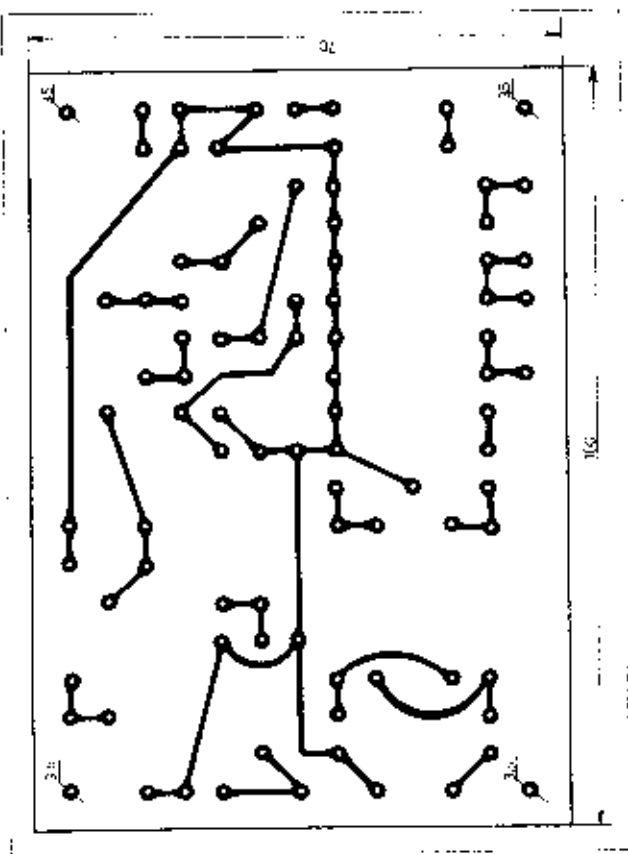
9.20. ábra. A hangfrekvenciás erősítő kapcsolási rajza



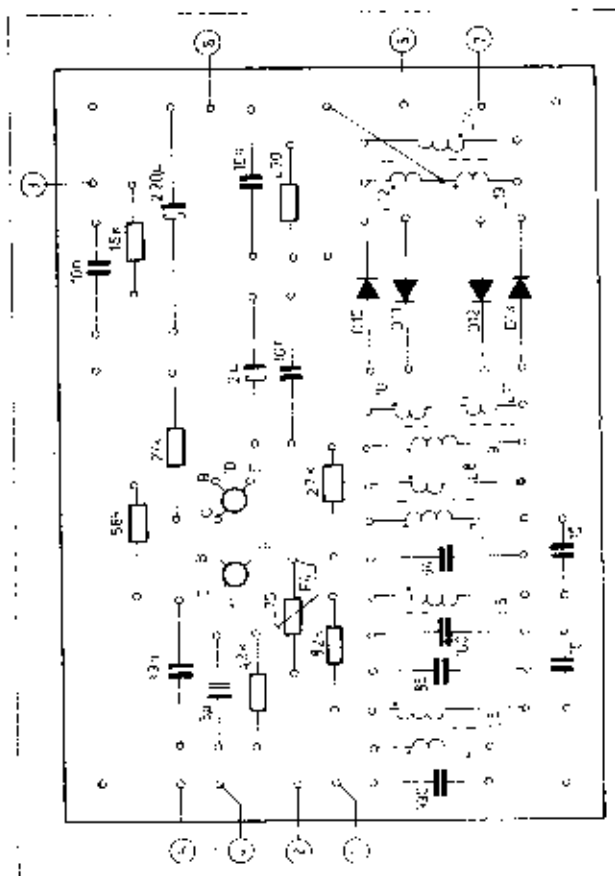
9.21. ábra. A hangfrekvenciás erősítő nyomtatott áramkörtí rajza



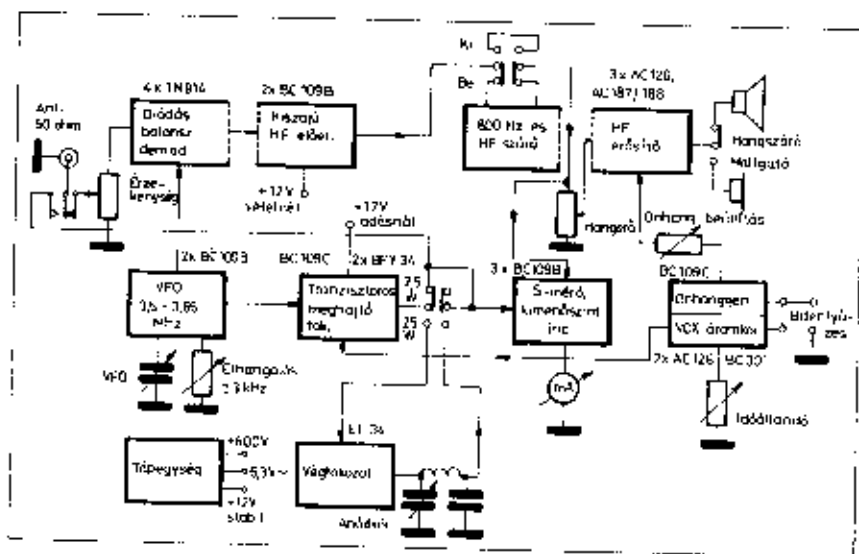
9.17. ábra. A balansz-modulátor és a hangfrekvenciás előerősítő kapcsolási rajza $D_{10} - D_{12} = N914$, HP 5082 - 2800



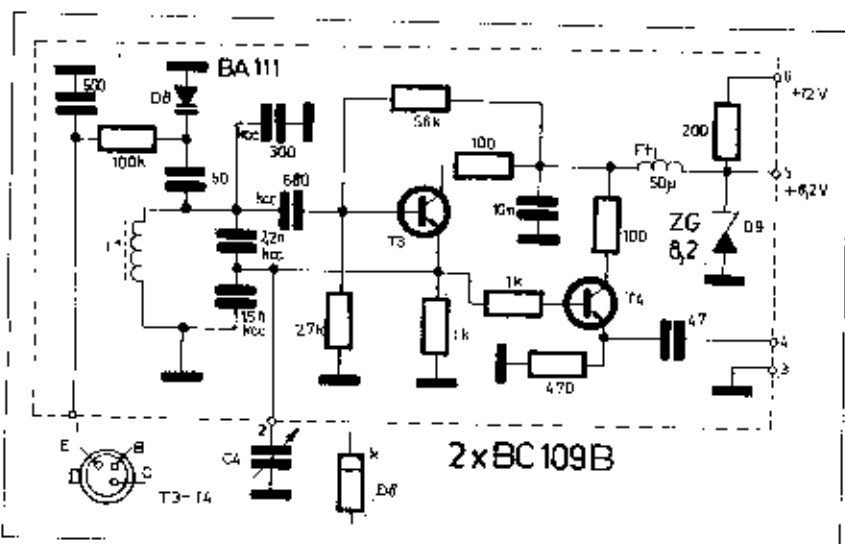
9.18. ábra. A balansz-modulátor és az előerősítő nyomtatott áramköri rajza



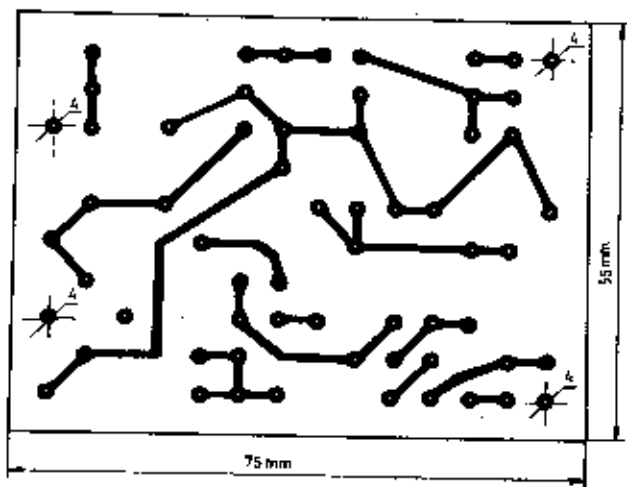
9.19. ábra. A balansz-modulátor és az előerősítő alkatrész-behelyezési rajza



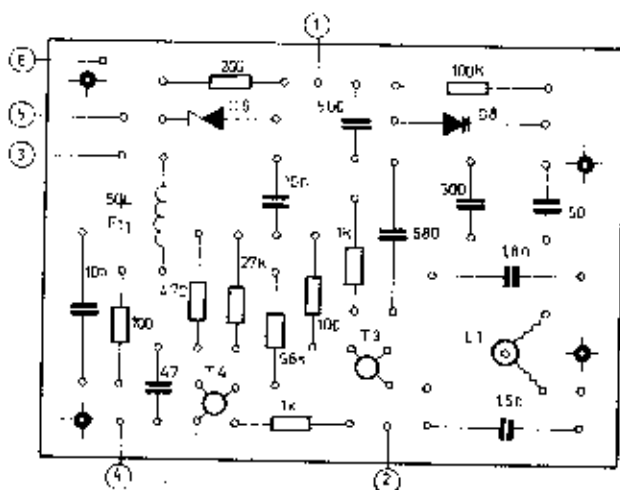
9.13. ábra. Az RT-25 adó-vevő tömbvázlata



9.14. ábra. A VFO kapcsolási rajza



9.15. ábra. A VFO nyomtatott áramkörtér rajza



9.16. ábra. A VFO alkatrészbeültetési rajza

A végfokozat komplementer vég-erősítőt tartalmaz. A P_1 beállító potencióméterrel 10–15 mA-os kollektoráramot kell beállítani. Az erősítő adásnál is működik (ugyanis az önhanggenerátor jelét kell a P_1 -tel beállított hangfrekvenciára erősítenie).

Az S-mérő áramkör

Az S-mérő kapcsolási rajzát a 9.23. ábrán, a nyomtatott áramkörtér rajzát a 9.24. ábrán és az alkatrészbeültetési rajzát a 9.25. ábrán láthatjuk. Az S-mérő áramkör egy háromfokozatú erősítőtől áll. A szokástól eltérően nem egyenáramú hanem hangfrekvenciás erősítőt alkalmazunk. A néhány mV-os HF-jelét a T_1 -es kollektoráról veszünk le és egy feszültségplázus áramkörrel ($D_1 - D_2$) egyenlítőnként, amely így már elegendő feszültséget szolgáltat a műszer kivézerléséhez. A műszer érzékenységét a P_1 -vel lehet változtatni. A felhasználásra került műszer egy erősítő indikátor-műszere volt, amelynek érzékenysége 1 mA körüli.

A vevőréz beállítása után elkészíthetjük az „S”-skálát. Működés során az S-9 100 μ V-os antennabemeneti jelnél van. Egy S-fok pedig 6 dB-es feszültségviszonyoknak felel meg. Ami azt jelenti, hogy ha az S-9 = 100 μ V akkor az S-8 = 50 μ V, az S-7 = 25 μ V. A skála logaritmikus lesz, és ha jól választjuk meg az S-9-es osztás helyét, akkor S-5-től S-9 + 20 dB-ig készíthetjük el az „S”-skálát. (Az S-9 + 20 db = 1000 μ V.)

A műszer (adánál) a kimenő nagyfrekvenciás jel szintjét is indikálja. Beállítására a P_1 -es trimmer szolgál.

Az adórész áramkörei

A tranzistoros meghajtó fokozat

A vevőréz áramkörénél a VFO-t már ismertettük. A VFO-jelét közvetlenül a tranzistoros meghajtó fokozatra vezetjük, de a fokozat csak adás

Tekercs	Induktivitás (μ H)-ben	Tekercs- átmetsző (mm)	Menet- szám	Huzal- átmérő (mm)	Vasmag- hossz	Tekercs- cselés	Megjegyzés
L ₁	6,8	8	20	0,32 Mz	N-30 6×12	sorban	egy sorban szorosan
L ₂	110 mH	—	600	0,18 Mz	M-1100 A1. 250	—	
L ₃	110 mH	—	660	0,18 Mz	28×23 feszélyes	—	
L ₄	csatló	—	2	0,32 Mz	N-200 6×12	toroidként	rajz szerint
L ₅	17,1	—	6	0,32 Mz	N-200 6×12	toroidként	rajz szerint
L ₆	17,1	—	6	0,32 Mz	N-200 6×12	toroidként	rajz szerint
L ₇	17,1	—	6	0,32 Mz	N-200 6×12	toroidként	rajz szerint
L ₈	csatló	—	2	0,2 CuZS	N-200 6×12	toroidként	
L ₉	—	—	3	0,2 CuZS	N-200 6×12	toroidként	L ₉ - L ₁₀ - L ₁₁ trifilárisan, rajz szerint
L ₁₀	—	—	3	0,2 CuZS	N-200 6×12	toroidként	—
L ₁₁	—	—	3	0,2 CuZS	N-200 6×12	toroidként	—
L ₁₂	—	—	3	0,3 CuZS	N-200 6×12	toroidként	L ₁₂ - L ₁₃ - L ₁₄ trifilárisan, rajz szerint
L ₁₃	—	—	3	0,2 CuZS	N-200 6×12	toroidként	rajz szerint
L ₁₄	—	—	3	0,2 CuZS	N-200 6×12	toroidként	—
L ₁₅	8	—	4	0,32 Mz	N-200 6×12	toroidként	rajz szerint
L ₁₆	csatló	—	1	0,2 CuZS	N-200 6×12	toroidként	L ₁₆ - L ₁₇ bifilárisan, rajz szerint
L ₁₇	csatló	—	1	0,2 CuZS	N-200 6×12	toroidként	—
L ₁₈	—	—	3	0,32 Mz	N-200 6×12	toroidként	L ₁₈ - L ₁₉ bifilárisan, rajz szerint
L ₁₉	—	—	3	0,32 Mz	N-200 6×12	toroidként	—
L ₂₀	csatló	—	2	0,32 Mz	N-200 6×12	toroidként	—
L ₂₁	17,5	26	42	1,0 Mz	légmagoc	sorban	50 mm-es tekercselési hosszúságban
F ₁	50	6	45	0,1 Mz	N-200 6×12	sorban	elkészítés, mint az F ₂ , F ₃
F ₂	25	6	30	0,12 Mz	N-200 6×12	sorban	rajz szerint
F ₃	25	6	30	0,12 Mz	N-200 6×12	sorban	—
F ₄	—	8	750	0,12 Mz	légmagoc	sorban	3/4-es fojtó, huzal- hosszúság 10,40 méter
F ₅	18,6	8	32	0,32 Mz	N-50 6×12	sorban	egy sorban, szorosan

áramkörü rajzát a 9.15. ábra, az alkatrészbeültetési rajzot a 9.16. ábra mutatja.

A nyomtatott áramkörü rajzot minden panelnál a maratis felőli oldalról (teljes méretben), az alkatrészbeültetési rajzot pedig az alkatrész felőli oldalról nézve közöljük.

Balansz-modulátor és a hangfrekvenciás előerősítő

Az áramkör kapcsolási rajzát a 9.17. ábra, a nyomtatott áramkörü rajzát a 9.18. ábra és az alkatrészbeültetési rajzot a 9.19. ábra tartalmazza. Az antennáról bejövő jel közvetlenül a P₂-es érzékenységszabályozó potenciométerre kerül, ahonnan megfelelő leosztás után egy háromkörös, felső kapacitív csatlóval sávszűrőre jut. A sávszűrő 200 - 300 kHz sáv szélességű, amelyet 3500 - 3700 kHz-re állítottunk be a rezgőkörök kondenzátorainak csatlóztatásával (88 - 100 pF között). Beállítás után így nem kell hangolni.

A jel innen egy kétszeresen kiegyenlített keverőre (produkt-detektorra) kerül. Mivel a vevőréz színkrobin rendszerű, a készülék érzékenységét elsősorban a produkt-detektor zaja, keverési veszteségei és az azt követő HF-előerősítő zaja határozza meg. A készülék megépítésekor ezért esett a választás erre a megoldásra, mert kiváló műszaki jellemzőkkel rendelkezik. A kis zaj mellett igen jó a linearitása, valamint az oszcillátor jelét - amely nagyszintű - nem engedti kijutni az antennára.

Az L₁₄ tekercset a C₂-os kondenzátorral (9.26. ábra) 3570 kHz-re kell hangolni. A megépített készülékben 470 pF-os kondenzátorral kaptuk a legnagyobb érzékenységet. Sávon belül nem kritikus!

A HF előerősítő alacsony impedanciás bemenettel és 500 - 600 szoros erősítéssel rendelkezik. A kis zajt a T₁₀ - T₁₁ tranzisztorok alacsony kollektoráramú beállításával értük el. A P₂-gyel a T₁₁ tranzisztor negatív visszacsatolását és ezzel a fokozat stabilitását lehet változtatni. A fokozat adás alatt nem kap tápfeszültséget.

Hangfrekvenciás végfokozat

Az áramkör elvi kapcsolási rajzát a 9.20. ábra, a nyomtatott áramkörü rajzát a 9.21. ábra, a beültetési rajzot a 9.22. ábra mutatja.

Az előerősítőről a HF-jel a K₁ kapcsoló állásától függően vagy a keskenysávú hangfrekvenciás szűrőre, vagy közvetlenül a HF végfokozatra kerül. Az erősítő bemeneti érzékenysége 50 mV. A hangfrekvenciás panel, amelyen a LC távirózűrő van, igen kényes az 50 Hz-es szűrt mágneses terekre. Ezért a panel elhelyezése kritikus! Távol legyen a hálózati transzformátorról és úgy helyezze, hogy a Tr mágneses erővonalai ne kereszteljenek az L₂ - L₃-as tekercseket. Az erősítő frekvenciamenetét kikapcsolt szűrő állásban a T₁ tranzisztor bázis- és kollektorkörébe kapcsolt 47 nF-os kondenzátor határozza meg.

RT-25

80 méteres adó-vevő

Kollár Ernő HA 5 DB



A következőkben egy 80 méteres amatőrsávon működő táviró adó-vevőt ismertetünk. A 25 wattos végfokozat kivételével teljes egészében tranzistoros felépítésű. Így lehetőség van arra, hogy -12 V-os külső tápfeszültségről is működtethessük QRP teljesítménnyel. A készülék OW-VOX áramkört tartalmaz, amely automatikus adás-vétel kapcsolást tesz lehetővé. A beépített „önhang-áramkör” segítségével adásunk ritmusát ellenőrizhetjük. A vevőrésze szinkrodin rendszerű. A távirójelék megfelelő vételét egy kétrezgőkörös hangfrekvenciás szűrő biztosítja, amelynek alkalmazása gyenge állomások vételénél legalább 10 db jel/zaj javulást eredményez. A készülék hangerőszabályozástól független S-mérővel rendelkezik. A hangszóró a készülék dobozába nyert elhelyezést. Szükség esetén azonban egy kapcsoló segítségével átkapcsolható a külsőhallgató-csatlakozásra.

A készülék felépítését a 9.13. ábra szemlélteti.

A vevőrészes áramkörrel

A VFO felépítése

A 9.14. ábrán látható a VFO kapcsolási rajza. A VFO Colpitts-kapcsolásban működik egy BC109 B típusú tranzisztorral. A C_4 a VEF táskapadló

(Folytatása 201 oldalról)

A tekercsek soronként szigetelték és a két tekercs között három réteg varniszávon szigetelés van.

A nagyfrekvenciás tekercsek adatait a 9.1. táblázat tartalmazza. A nagyfrekvenciás tekercsek az L_{11} - L_{12} - L_{13} kivételével 7 mm-es ORION tekercstestek készültek. A tekercstest külső átmérője 9,6 mm, a vastagság $M 7 \times 15$ ferrit vasmag.

Az L_1 antennatekercs az L_2 meneti közé van tekercselve. Az L_4 és az

Frekvenciasáv:
legkisebb skálacsozás:
Bemenő teljesítmény
hálózatról:
+12 V-os külső tápfeszültségről:
Antennabemenet:
Vevőérzékenység:

Oszillátor visszacsugárzása:
Szelektivitása:
Üzemmodi:
Kimenő hangfrekvenciás teljesítmény:
Kimenő impedancia:
Félvezetők száma:

A készülék mérete:

hangoló-kondenzátora. A szükséges vételi frekvenciasávot az L_1 hangológarnak állításával lehet beállítani. A VFO frekvenciastabilitása kiváló. Annak ellenére, hogy a visszacsatolásra szolgáló kondenzátorok a szokottnál nagyobb értékűek, az oszcilláció könnyen beindul. Sávon belül a leadott nagyfrekvenciás jel szintje számottevően nem változik. A D_1 varicap-dióda hangolófeszültségének változtatásával lehet a vételi frekvenciát + 3 kHz-zal elhangolni az adó frekvenciájától. A T_1 tranzisztorral megépített emitterkövető az elválasztó fokozat, amelynek igen fontos feladata, hogy a terhelés-

Műszaki adatok:

3500 - 3650 kHz
5 kHz
25 watt vagy 2,5 watt
2,5 watt
50 ohm aszimmetrikus
1 μV 10 dB jel (zaj mellett)
-50 μV -nál
300 Hz (-6 dB)
táviró
500 mW
8 - 16 ohm
21 tranzistor
18 dióda,
(1 db elektroncső)
300 x 130 x 290 mm

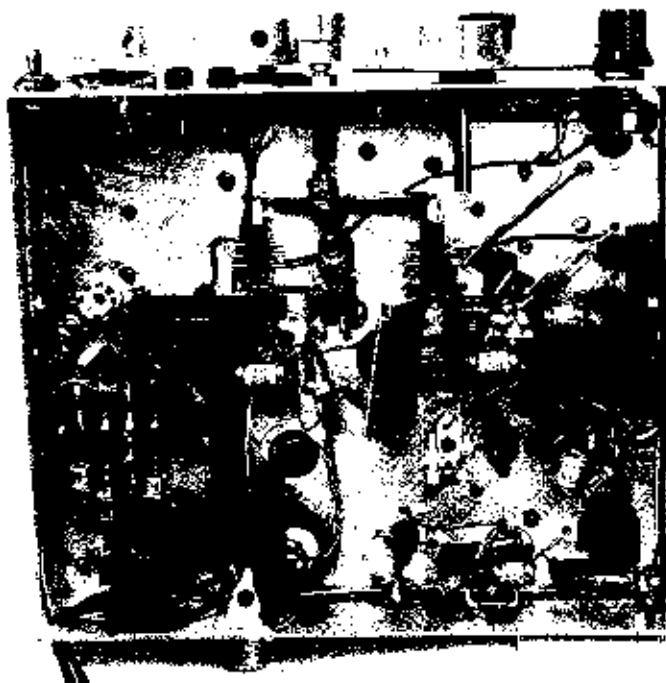
változás az oszcillátor frekvenciáját ne befolyásolja.

A VFO megépítése körülményes munkát, stabil mechanikát és jó minőségű alkatrészeket igényel. A beépítésre kerülő kondenzátorok KCC vagy hasonló típusúak legyenek. Az F_1 fojtó a következő fokozatok tápfeszültségtől történő nagyfrekvenciás visszahatását csökkenti. Az F_2 és a további fojtók elkészítése a következő, N - 200-as, 6 x 12 mm-es hangológmagra tekercseljünk 2 - 3 menet elloxot. Ezután a 9.2. táblázatban található huzalból tekercseljük fel szoroson, egy sorban a megadott menetszámot, majd lakozzuk le. A készülék teljes összenyomása után készítjük el a skálát egy hiteles skálával rendelkező vevőkészülék, vagy egy FT segítségével. A skálát 330 mm hosszúságú és 35 mm szélességű műanyag kartonra rajzoltuk meg, amelyet a készülék bekapcsolása után 30 perccel ragasztottunk fel a skáladobra. A VFO hangolását és a skáladob forgatását a készülék mechanikai ismeretlenségénél mutatjuk be.

A csöves végfokozat kivételével az egész készülék nyomtatott áramkörre lett elkészítve. A VFO nyomtatott

L_{11} a rezgőközi tekercsek alá vannak tekercselve, egyvonalosan. Az L_1 - L_2 - L_{11} - L_{12} KP-tekercsek 15 x 0,05-es lit-zeluzalból készültek, méhsajt-tekercseléssel. Az L_4 és az L_5 csatlakozótekercsek a nekik megfelelő rezgőközi tekercs tövében találhatók, hogy a csatlakozás közöttük minél szorosabb legyen. Az L_4 középlegázásos tekercs a szimmetria érdekében bifiláris tekercselésű.

Az L_{11} és az L_{12} rövidhullámú fojtótekercsek osztott tekercseléssel, méhsajt kivitelben készültek, mint azt a 9.12. ábra mutatja.



9.11. ábra. Alkatrészek a panel alatt. Jól látható az adás-vétel átkapcsoló és mechanikus szerelvénye

(OK, YU, UB) és a hazai állomások RST 569 és 589 riportokat adtak. A teljesítménynek 5 W-ra való növelése után a riportok könnyen érik el az 579...599 értéket. A készülék használhatóságából az következik, hogy egy ilyen QRP-teljesítményű és érzékenységgű készülék teljesen megfelelő a forgalmazás gyakorlásához kezdő amatőröknek. Nagy távolságú DX-forgalomra a QRP-teljesítmény csak kivételesen jó terjedési periódusokban alkalmas.

A készülék különösen jól használható a „Rádiótechnika” évi QRP-versenyein, mivel a végérősítő (a foglalatlan való néhány átferrasztás után) kicserélhető az ilyen versenyeken engedélyezett EF 80 vagy EF 184 típusú csőre. Ilyen esetben a Zener-diódát ZX 5-re kell kicserélni, hogy az előfeszítés ezeknél a csöveknél is

optimális legyen. EF 80-as csővel a kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény 2,5 W és hasonló teljesítmény érhető el az EF 184 esetében is.

A forgalmazási kísérleteknél a készülékhez egy 20 méter hosszú kábeles antennát használtam, amely a föld felett kb. 6 méter magasan volt kifizítve két közeli ház között. Az antenna táplálása 50 ohmos koaxiális kábelben keresztül történt egy, az antenna végpontjában lévő illesztő tagon keresztül.

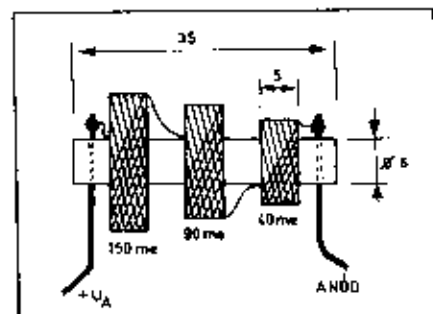
A végérősítő fokozatban alkalmazott PL 83-as cső némi magyarázatot igényel. Ez a csőtípus majdnem minden paraméterében meggyezik a sokkal gyakoribb EL 84-es típusal, de a belső elektroda-kapacitásai kisebbek. Különösen a kritikus anód-rács kapacitás lényegesen kisebb, ezért a PL 83 (vagy EL 83) nagyfrekvenciás csőtípus

és az adott kapcsolásban gerjedéslujtan nélkül üzemeltethető. Lehetőséges, hogy az EL 84-es is megfelelné az adott kapcsolásban, de erre nem történt próbakísérlet. Esetleg ezen utóbbi csövet neutralizálni kellene. Végérősítőként nagyon jól használható még az EL 81, EL 1 és EL 1842 ritkábban előforduló csőtípusok. (Az „örög” EBL 21 a maga „hatalmas” anód-rács kapacitásával szóba sem jöhet.)

Mechanikus felépítés

Az adó-vévo készülék egy 250×130 mm előlapméretű és 200 mm mély alumínium dobozban van elhelyezve. A hagyományos rendszerű vízszintes panel mérete 235×195 mm. A panel magassága 37 mm. A panel, az előlap és a doboz anyaga 1,5 mm-es félkezevény alumínium lemez. Az előlapon elhelyezett szerelvények helyét és méreteit a 9.8. ábra mutatja. A panelen található alkatrészek elhelyezését a 9.9. ábra méretei adják, míg térben a 9.10. ábra fényképe szolgál magyarázattal.

Az ellenállások, kondenzátorok kapcsolók és csatlakozók a panel alatt vannak elhelyezve hagyományos szereléssel, mint az a 9.11. ábrán látható. Az ábra világosan mutatja az adás-vétel átkapcsoló mechanikus megoldá-



9.12. ábra. Az osztott tekercselésű fojtótekercsek kivételi rajza

sát. Az adás-vétel átkapcsolás az, előlapi gomb kihúzásával (adás), vagy betolásával (vétel) történik. Úgyeljünk arra, hogy ez a kapcsoló könnyen mozogjon (arretálás nélkül), hogy átkapcsoláskor a készüléket ne rázzuk meg, mert ilyenkor a frekvencia előbb ugorhat.

A Tr 2 hangfrekvenciás kimenő transzformátor M 42 típusú vasmaggal készült. A légréssel összorakott lemezköteg vasmagkeresztmetszete $q = 2,25 \text{ cm}^2$. Menetszámok:

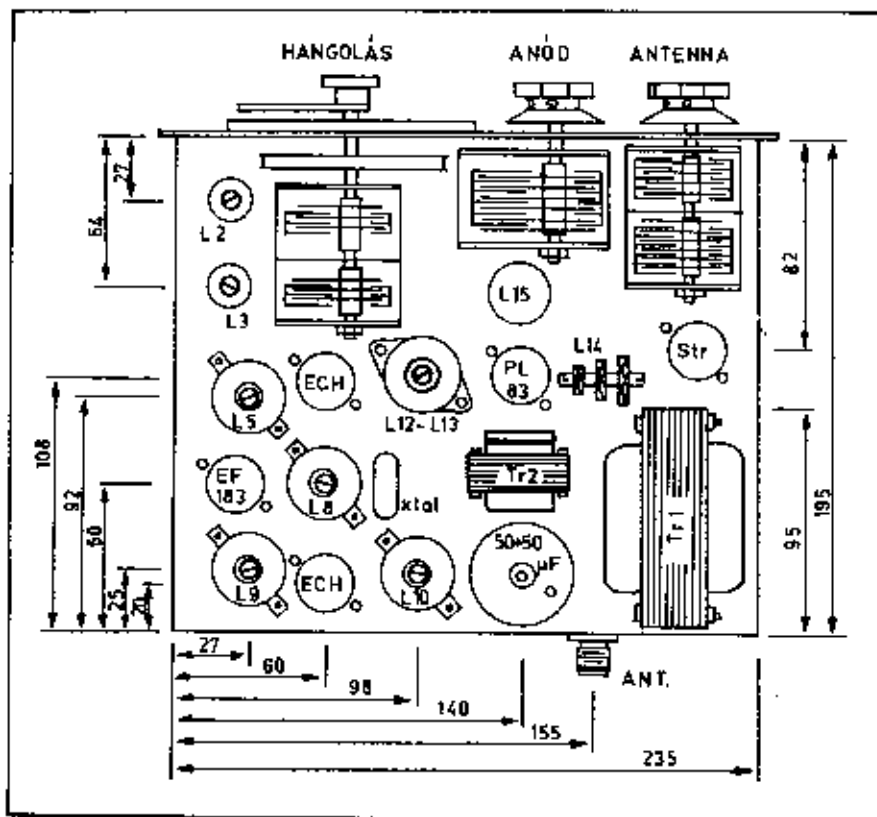
primer: 2000 menet $\varnothing 0,1 \text{ mm-es CuZ}$,

szekunder: 100 + 400 menet $\varnothing 0,15 \text{ mm-es CuZ}$ huzalból.

(Folytatás a 202. oldalon)

9.1. táblázat. A nagyfrekvenciás tekercsek adatai

Tekercs	Menetszám	Induktivitás	Huzal	Megjegyzés
L ₁	3	—	0,2 CuZS	L ₂ közebe
L ₂	30	8 μH	0,5 CuZ	szorcs
L ₃	25	5 μH	0,5 CuZ	szorcs
L ₄	4	—	0,2 CuZ	L ₂ közebe
L ₅	120	250 μH	15×0,05	selyem-litze
L ₆	4+4	—	0,15 CuZS	L ₂ mellé
L ₇	5	—	0,15 CuZS	L ₂ mellé
L ₈	120	250 μH	15×0,05	selyem-litze
L ₉	120	250 μH	15×0,05	selyem-litze
L ₁₀	120	250 μH	15×0,05	selyem-litze
L ₁₁	30	—	0,15 CuZS	L ₂ alá
L ₁₂	42	30 μH	0,2 CuZS	oszcshajt
L ₁₃	42	30 μH	0,2 CuZS	oszcshajt
L ₁₄	280	1,1 μH	0,15 CuZS	osztott tekercselés
L ₁₅	26	22 μH	0,5 CuZ	szorcs, térfékes
L ₁₆	260	1,1 μH	0,15 CuZS	osztott tekercselés



9.9. ábra. Az alkatrészek elhelyezése a készülék panelján

álló és a más adó-vevőknel megszokott „önhang-oszcillátor”. Ezt a megoldást csak külön csövel vagy tranzisztortal lehetett volna kivitelezni és ez bonyolította volna az egyszerű felépítést.

Jelen megoldásban az önhang előállítás úgy történik, hogy a produkt-detektor és a KF-erősítőfokozat adás alatt is üzemben marad. Ennek a következménye, hogy a produkt-detektor adás alatt is kap KF-jelet, mégpedig a begerjesztett kristálysűrő frekvenciáján. Ez a jel folyamatosan jelen van, mint ahogy folyamatosan meglévő a 999 kHz-es, illetve 1001 kHz-es bejel is. A két jel különbsége most adás alatt is 1 kHz, ugyanannyi, mint vétel alkalmával.

A fejbhallgatásban megjelenő 1 kHz-es hang erőssége attól függ, hogy a KF-erősítő mekkora jelet enged át a rezgésben levő kristály felől a produkt-detektorra. A billentyű az adott kapcsolásban nemcsak a végerősítő katódját, hanem a 2,5 Mohmos potenciométeren keresztül az EF 183-as cső katódját is billentyűzi. Így a hallgatásban saját adásunk hangja hallható lesz. Az önhangjel amplitúdója a 2,5 Mohmos potenciométerrel a kívánt értékre beállítható. Sajnos egy gyenge 1 kHz-es jel állandóan jelen van, mert a teljesen lezárt csövön is keresztüljut egy kis jel, de az adás alatt nem nagyon zavaró. Az átvivő jel minimális szintre való csökkentése érdekében a KF-jeleket vivő vezetéseket árnyékolni kell. A tekercsek és vezetékek árnyékolása egyébként azért is szükséges,

mert a nagymeredekségű KF-erősítő pentóda hajlamos a begerjesztésre. Ugyancsak ezen cső ultrafrekvenciás begerjesztését van hivatva megakadályozni a cső rácsával sorbakapcsolt 100 ohmos ellenállás.

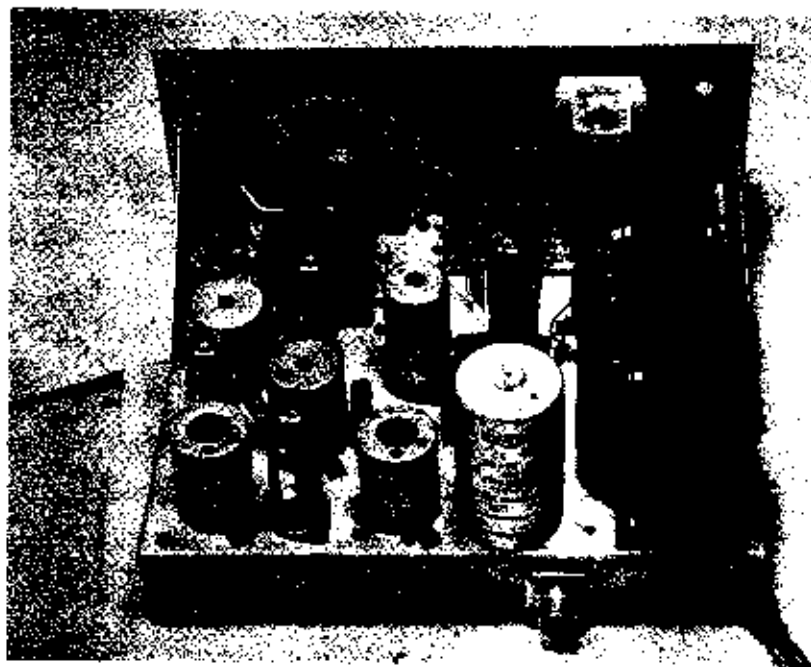
A tápegység

A készülék tápegysége a lehető leg-egyszerűbb felépítésű. A szabadonfutó oszcillátorok anódfeszültségét egy STR 100/35 típusú gáztöltésű stabilizátor stabilizálja 100 V értéken. Ez a cső a közismertebb VR 105-tel is helyettesíthető. A stabilizációra szükség van, mert ellenkező esetben a 4,5 MHz-es lokál-oszcillátor a billentyűzárkor csipogóvá válik.

A készülékben egy csöves rádió hálózati transzformátorát használtuk fel. Erre a célra olyan transzformátorok a legjobbak, amelyek régi rádiókészülékekben a soros gerjesztésű hangszórót is kiszolgálták. Ezeknek ugyan a 300 - 350 V körüli szekunder anódfeszültség van. A lehetőleg nagy anódfeszültség a kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény növelése érdekében itt nagyon előnyös. A valaha csöves egyenáramú átvitelt dolgozó transzformátor 2x2 db SIKK 7 típusú szilícium dióddal állítja elő az egyenfeszültséget. A nagy feszültségűre való tekintettel 2-2 db dióda célszerűnek láttunk sorba kapcsolni, de a BY 238-as típusból 1 - 1 darab is elegendő lehet.

Üzemi tapasztalatok

A végerősítőcső anódfeszültségének függvényében a kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény megléhetően meredeken változik. Például egy kisebb transzformátor alkalmazásánál (210 V anódfeszültség és 190 V segédanódfeszültség esetén) a kimenő teljesítmény PL 83-as végcső esetén is csak 2 W. Még ezzel a 2 W-os kimenő teljesítménnyel is a környező országok



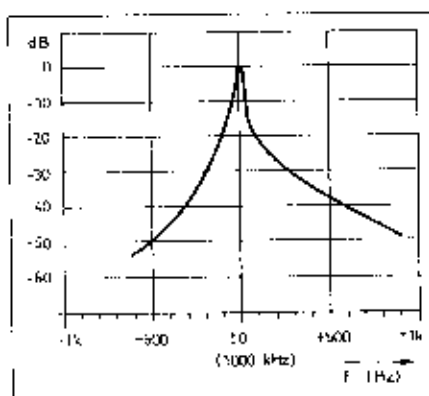
9.10. ábra. A készülék belső felépítése

frekvenciájának 0,8...2 kHz-ot kell eltérnie a kristály által meghatározott KF-frekvenciától. Célszerűen 1 kHz-es eltérés választható, amely megszokott magasságú hangot szolgáltat a hallgatóban. Az eltérés iránya tetszőleges lehet; 999 kHz vagy 1001 kHz-re hangolható az L_{10} oszcillátor-rezgőkör a vasmaggal.

A fenti felépítéssel a készülék mint vevő, ECH 81, EF 183 és ECH 81 csöveket tartalmaz és háromcsöves vevőként kezelendő, a szokásostól azval a megkülönböztetéssel, hogy demodulátorként nem dióda, hanem egy, a kis jelekre is lineárisan működő produkt-detektor szolgál. (A beütjellel és produkt-detektornal való vétellel kb. azt az érzékenységnövekedést kapjuk egy egyszerű AM-vevővel szemben, mint amilyen mértékben egy visszacsatolt vevőkészülék érzékenysége növekszik meg begerjesztett üzemben, távirójellel vétel esetén.) Így a 3 csővel az 1 μ V-os nagyfrekvenciás bemenő jel (50 ohmon) már kb. 80 hangszóval hallható és 10 μ V-os jelszintnél a hangszó 89 értéke.

Adásüzem

Adás üzemmód esetén a K2 mindhárom tagja „A” állásban van. A K2/2 kapcsoló az ECH 81 keverőcső négyére viszi azt a jelet, amely mint KF-jel, a kristályszűrő után megjelenik. Ezáltal a heptóda begerjed és oszcillációs frekvenciája a kristály soros rezonancia-frekvenciája lesz. A heptóda rész adás alatt is megkapja a 4,5 MHz-es lokál jelet a triódás oszcillátorból. A kettős vezérlés hatására anódjában megjelennek a keverésből adódó kombinációs frekvenciák. A sokféle frekvenciájú jel közül a 4,5 - 1 = 3,5 MHz-



9.7. ábra. A készülék vételirányú frekvenciamenete

es keverési produktum (különböző frekvencia) az L_{10} - L_{11} rezgőkörökből álló sávszűrőn keresztül halja meg a végerősítő csövet. Ez a sávszűrő a CW-sáv közepére, 3550 kHz-re van hangolva, és sávzártossága kb. 200 kHz. Így az adó 3500 - 3600 kHz között hangolva nem szükséges a végfokozat rácskörének utáhangolása. Ez a sávszűrő kellő szelektivitást ad a 4,5 MHz-es lokál-, az 1 MHz-es KF-frekvenciás és a 4,5 + 1 = 5,5 MHz-es (keverési termék) jelekre.

A végerősítő fokozat PL 83-as csőve a rendelkezésre álló meghajtó teljesítménnyel és az adott tápfeszültségekkel 28...32 mA anódáramot vesz fel kihangolt anódkör mellett. Így a bemenő teljesítmény 8...10 W szintű. Ebből a bemenő egyenirányú teljesítményből 4,5...5 W kimenő nagyfrekvenciás teljesítmény nyerhető az antenna-kimeneten.

A cső anódkörét egy jól ismert Collins-hangolótag (π -tag) illesztí a mindenkori antennához. 50 ohmos koaxiális kábel esetén (ha az SWR \approx 1,5) a 2×500 pF-os forgót teljesen be kell forgatni. Magasabb impedanciájú kábel vagy közvetlen csatlakoztatású antenna esetén 1000 pF-nál kisebb kapacitás szükséges. Az anódköri forgó kb. 250 pF-nál ad rezonanciát, amely rezonancia a kimenő teljesítményt indikáló műszeren jól beállítható. A műszer diódájára csatlakozó 25 pF-os trimmer-kondenzátort hozzáférhető helyre célszerű szerelni, mert a műszer által mutatott relatív kitérés maximuma erősen függ az antenna impedanciájától. A kedvező indikáció érdekében minden antennánál közel végkitérést célszerű beállítani a trimmerrel.

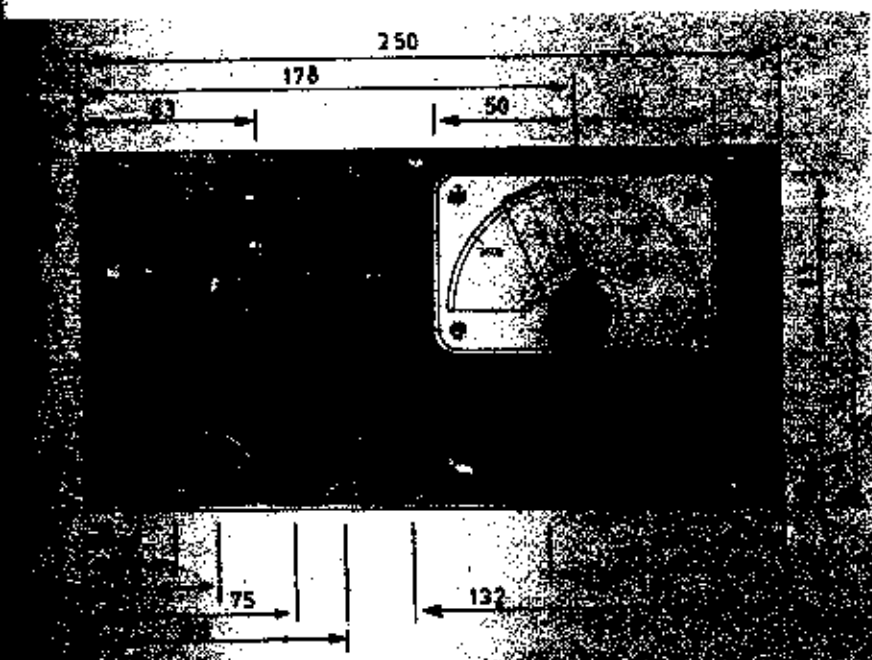
Billentőzés

Külön említést érdemel a készülék billentyűzése, amely az HF-jelre nézve a végerősítőcső katódkörében történik. Ez a megoldás nem különösebben szokatlan, de a cső „B”-osztályú előfeszültségének előállítása már ritkábban alkalmazott eljárás. Az előfeszültség előállítására ugyanis egy teljesítmény Zener-diódat alkalmazunk, amely dióda a katódköri ellenállásokhoz hasonlóan állítja be a szükséges előfeszültséget és egyben stabilizálja is azt. A kapcsolás azval a megoldással egyenértékű, ahol az előfeszültséget különböző tápegységből nyerjük. A SiZT-10, ZX 10 vagy ZL 10 típusjelű Zener-dióda elviseli a cső kb. 40 mA értékű katódkáramát. A nagyfrekvenciás hidegítésről a katódköri 10 nF-os kondenzátor gondoskodik. A billentyű megzakításakor a cső katódján mérhető feszültség kb. +20 V-ra növekszik (ha van nagyfrekvenciás meghajtás) és ezzel a cső anódkáram megzúrnak. Lenyomott billentyű esetén a cső „B”-osztályú előfeszültsége azonos a Zener-dióda 10 V-os feszültségével. Ilyen előfeszültség mellett nagyfrekvenciás meghajtás nélkül a cső nyugalmi anódkáram kb. 5 mA.

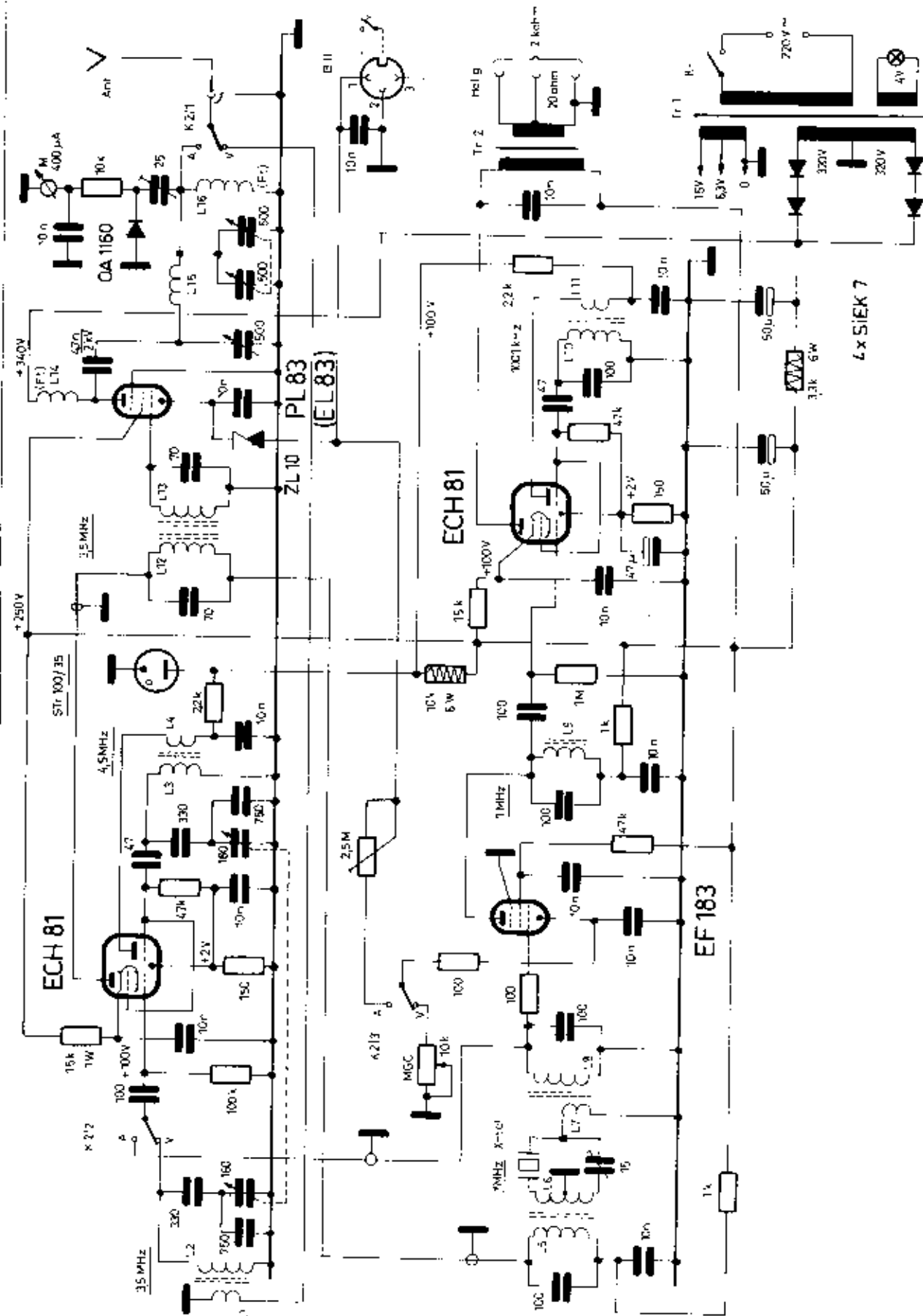
A billentyűzés alkalmával tehát az adó frekvenciáját meghatározó két oszcillátor folyamatosan üzemben van és a jel szaggatás a végfokozatban történik. Ez a megoldás azért előnyös, mert így az oszcillátorok kevésbé hajlamosak a „csipogásra”. A végfrekvencia keveréssel történő előállítása azért is kedvező, mert így az antenna felőli visszahatás, illetve a készüléken belüli nemkívánt csatlakozások következtében nem lép fel frekvenciaelhúzás, mert egyik oszcillátorjel sem koherens a nagy teljesítményű kimenő jellel.

Ünhang (side tone) előállítása

Táviró adás alkalmával nagyon előnyös, ha az operátor hallja a saját adását. Ezzel ellenőrizheti, hogy helyes ritmusban ad-e, vagy könnyen észreveszi, ha valahol eltévedtette a jeleket. Készülékünkben nincs külön-

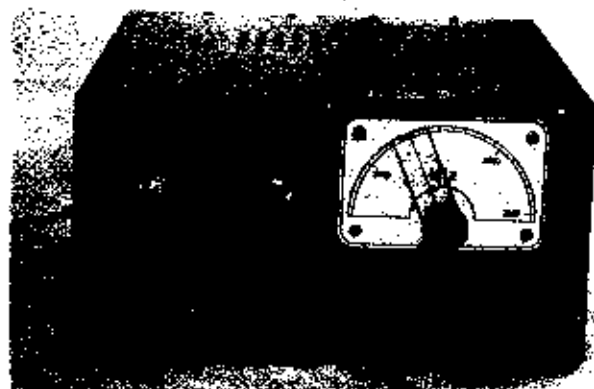


9.8. ábra. Az előtűpi szerelvények elhelyezése



Négycsöves QRP adó-vevő a 3,5 MHz-es CW-sávra

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HA5BK



Műszaki adatok:

A készülék rendszere: egyszerű transzennált adó-vevő.
 Üzemi frekvencia sáv: 3,5...3,6 MHz
 Kisműködő nagyfrekvenciás teljesítmény: 5 W
 Végfokozatba beemelő egyenáramú teljesítmény: 9-10 W
 Vételi érzékenység ($Z_0 = 50$ ohm): 1 μ V (S0)
 Vételi érzékenység szabályozhatósága:
 0...-35 dB
 Vételi sáv szélesség: 30 Hz; -6 dB
 120 Hz; -20 dB
 Középfrekvencia rezgésseb.: 1000 kHz
 Adás-vétel átkapcsolás: kézzel
 Önhang (side tone): van
 Hálózati teljesítményfelvétel: 25/50 W

Ez a QRP készülék elsősorban a kezdő amatőröknek ajánlható, mert mint adó-vevő, hozzásegít a nagyteljesítményű állomásokon való munka elsajátításához és korlátozott teljesítményével nem zavar másokat a forgalmazásában. Jól használható továbbá a „hívatálos” QRP-versenyeken, avagy másodfokozatúként ott, ahol egyébként nagy teljesítményű berendezés is megtalálható.

Az adó-vevő készülék működési elve a 9.5. ábra tömbvázlatán és a 9.6. ábra kapcsolási rajzán könnyen követhető. Az adás-vétel átkapcsolást egy 3 morze-érintkezős tolókapcsoló valósítja meg, amely kapcsoló két egyeséget jelent azokból a kapcsolótípusokból, amelyeket pl. a hordozható táskarádiókban alkalmaznak a VT gyár hullámváltás céljaira. A két egyeség összesen 4 db morze-áramkört tartalmaz, de ebből csak 3 áramkör van kihasználva. Az egyik ezek közül az antenna adás-vétel irányú átkapcsolására szolgál (K2/1).

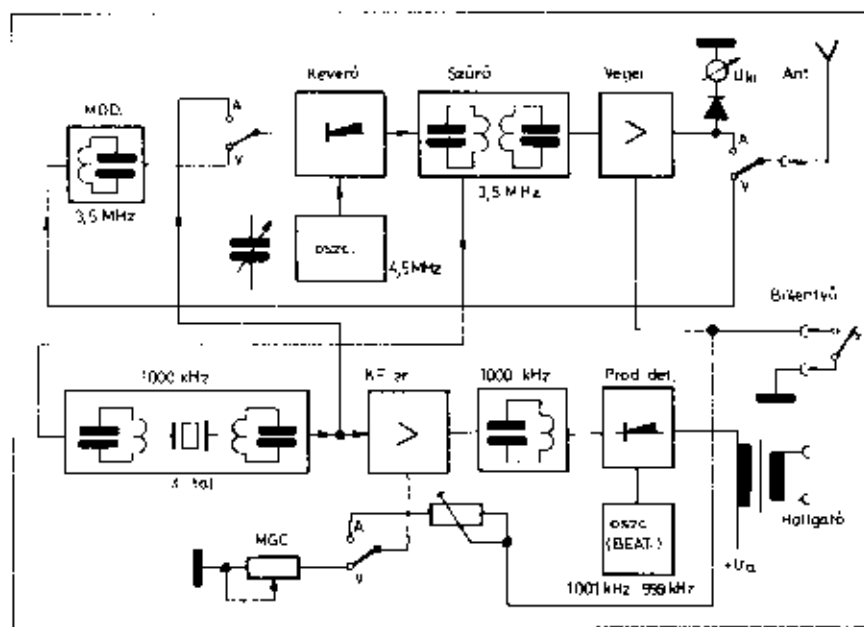
Vételiüzem

Vételről az antenna felől érkező nagyfrekvenciás jel egy 3650 kHz-re (a CW-sáv közepe) hangolt rezgőkörre érkezik, amely rezgőkör a K2/2 kapcsolón keresztül vezérli az ECH 81-es keverőcsövet. A keverőcső trióda része a lokál-oscillátor, amelynek frekvenciája 4,5...4,6 MHz között hangolható. A keverőcső heptóda részének anódkörében megjelenik a két jel frekvenciájában mért különbsége, a

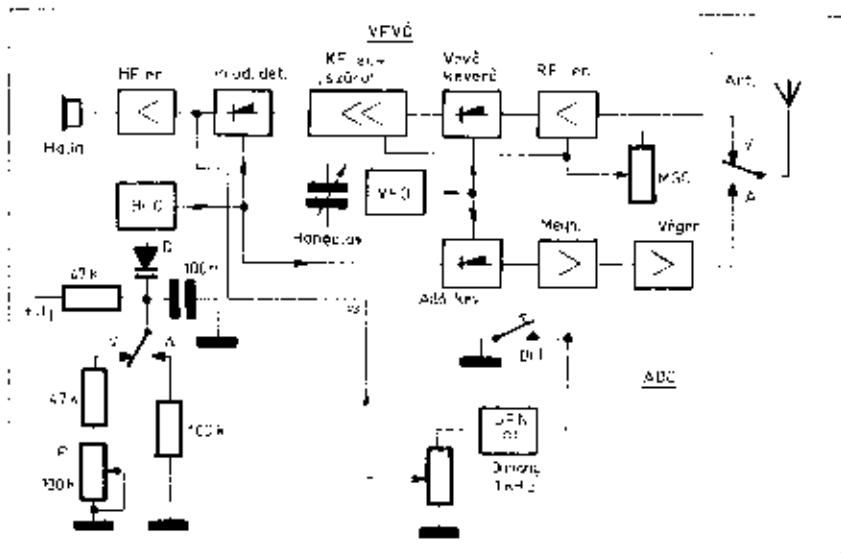
középfrekvencia, amelynek értéke itt keréken 1000 kHz. Az anódkörben két rezgőkör van sorba kapcsolva, hasonlóan a normál AM/FM vevőkészülékek KF-erősítőfokozataihoz. Az itt először található 3,55 MHz-re hangolt sávszűrő primer rezgőköre adás alatt van kihasználva és az 1 MHz-es középfrekvenciás jellet csillapítás nélkül átvezeti az 1 MHz-re hangolt L_2 rezgőkörre. Ezen rezgőkör középlevegyszású szekunder tekercse hídkapcsolást képez a kristállyal és annak neutralizáló kondenzátorával. A kristály biztosítja ebben a kapcsolásban a CW-üzemhez szükséges nagyon keskeny átviteli sávvezélességet. A kristály a soros rezonancia-frekvenciáján rezeg és ezen a frekvencián impedanciája 100 ohm nagyságrendű (rövidzár), míg az egyéb frekvenciákon impedanciája 10...100 kohm értéket vesz fel. A kristály párhuzamos kapacitájan átjutó nemkívánt jeleket a hídkapcsolásban alkalmazott 16 pF-os trimmer-kondenzátor neutralizálja ki. Ezt a

trimmert úgy kell beállítani, hogy a kristály rezonancia-frekvenciájáról elhangolt jelet a lehető leggyengébben vegye a készülék. A két rezgőkört és a kristályt tartalmazó KF-szűrő és egyben a teljes vevőkészülék átviteli karakterisztikája a 9.7. ábra szerinti alakú.

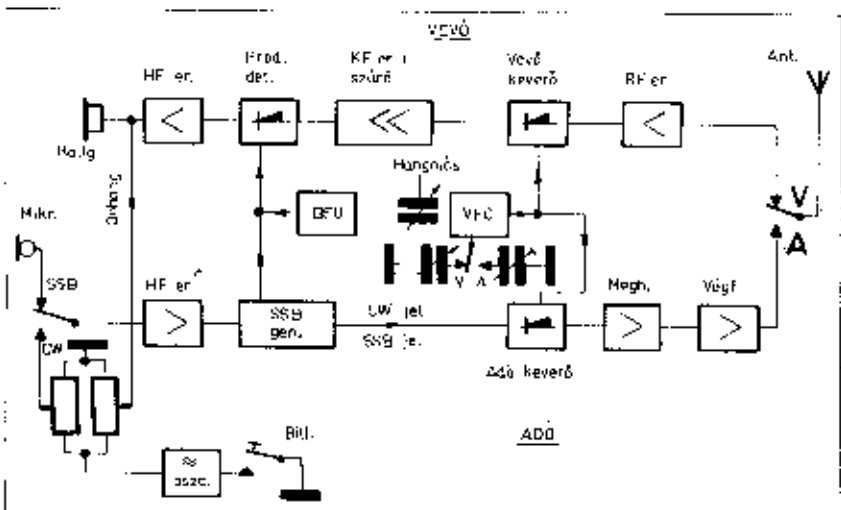
A kristálysávűrőt egy nagymeredekségű pentóddal (EF 183) kivitelezett KF-erősítő fokozat követi. A készülék érzékenységének szabályozása ebben a fokozatban történik (MGC), a cső meredekségének változtatásán keresztül. A szabályozás a katódeellenállásként alkalmazott potenciométerrel történik. A KF-erősítő anódköre zártkörrel csatlakozik a „produkt-detektor” fokozathoz, amely ismét egy ECH 81-es csővel van kivitelezve. Ennek a csőnek a heptóda része mint keverőcső képezi a produkt-detektort és az anódkörben a KF- és a beat-jel különbségi frekvenciájának megfelelő hangfrekvenciás jel található. A beat-jelét a trióda rész szolgáltatja és ezen jel



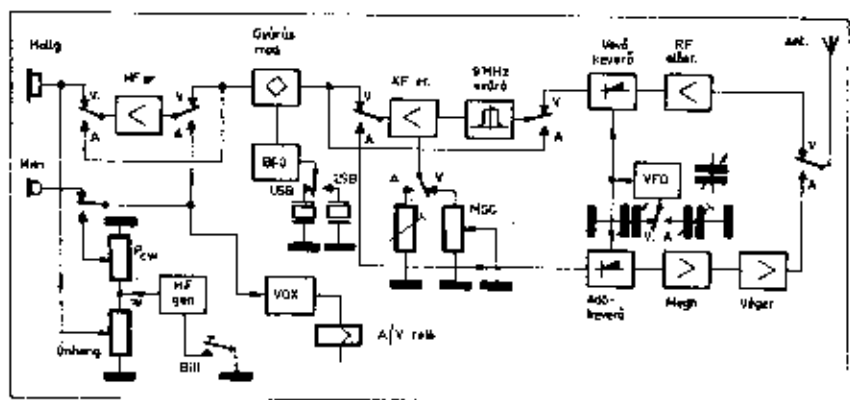
9.5. ábra. Az adó-vevő készülék tömbvázlata



9.2. ábra. Egyszer-transzponált adó-vevő táviró üzemsre. A vevő finomhangolása a BFO elhangolásával történik



9.3. ábra. CW-SSB üzemmódokra alkalmas adó-vevő tömbvázlata. Az SSB generátor tetszőleges rendszerű lehet. A vevőhullám előállítását az SSB-generátor hangfrekvenciás vezérlésével van megoldva



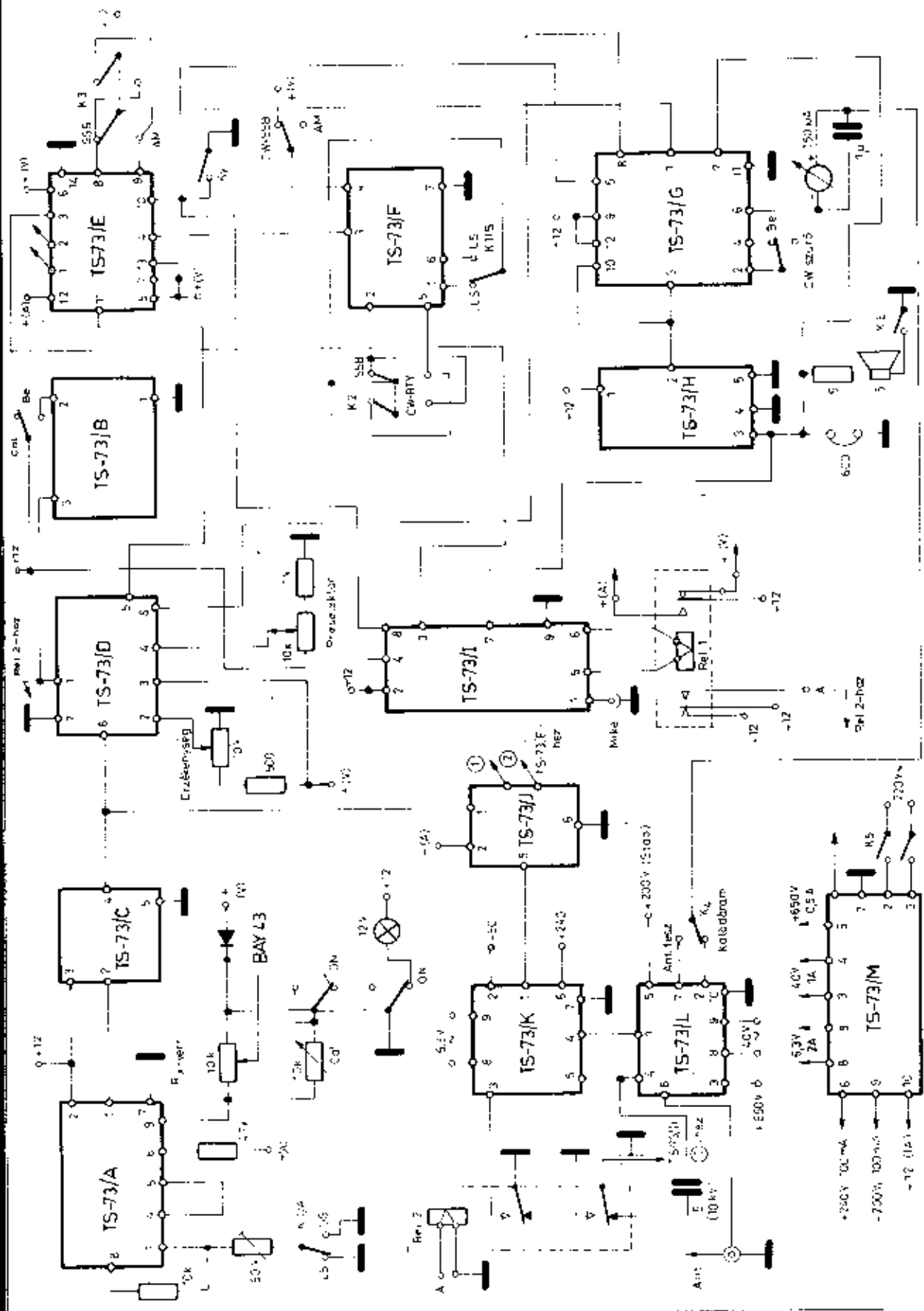
9.4. ábra. CW-SSB üzemi adó-vevő adósnál és vételnél egyaránt alkalmazott fokozatokkal. A gyűrűs modulátor mindkét irányban működő áramkör. A HF és KF erősítő lénc irányváltása jelzőgóccal vagy elektronikusan történhet

A 9.4. ábrán egy leggyakrabban használt adó-vevő felépítést mutatunk be. A korszerű CW-SSB amatőr adó-vevők egy relatív magas frekvencián működő kristálysűrítővel állítják elő az egyoldalsávú jelet és ezt a meredek lejtésű (meredek oldalt) sávszűrőt használják vétel üzemmódban KF-sávszűrőként. A sűrítőnek ez a kétszeres kihasználása olcsóbbá teszi a készüléket, de bizonyos mértékben bonyolítja a kapcsolást. A kristálysűrítő relatív magas 9 MHz-es frekvenciája (XF-9) mind a vételnél, mind az adást tekintve előnyös. Vételnél a 9 MHz-es, magasfrekvenciás KF nagyfokú túlközszelektivitást biztosít még a 21 és 28 MHz-es sávokban is. Adásnál a transzponálás következtében előálló kombinációs zavaró frekvencia-komponensek száma aránylag kevés, és azok is az üzemi sávoktól messze helyezkednek el és így könnyen kiszűrhetők. Ugyanezok kevésbé zavarnak a 9 MHz-es SSB-jel egészcímű többszörösű, harmonikusai.

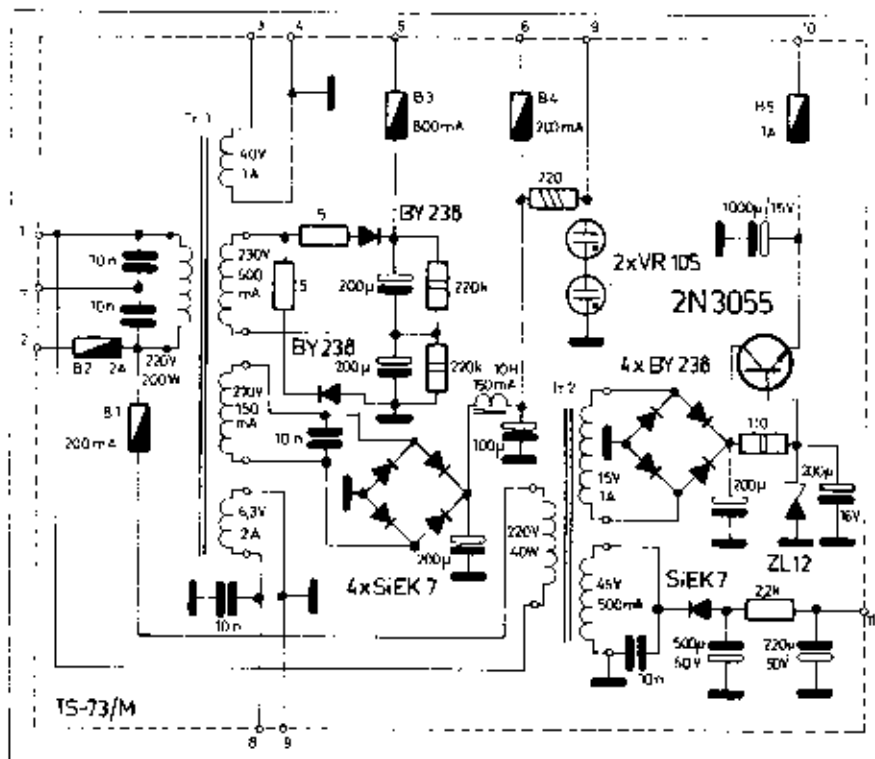
A vevő-egységben produkt-detektorként jól használható a passzív diódás gyűrűs modulátor (ringmodulátor), amely adás esetén az elnyomott vivőjű DSB-jelet állítja elő. A kristályvezérelt BFO két kristályt tartalmaz, egyik a felső, másik az alsó oldalsávú üzems számára.

A következőkben egy egyszerű, de kimondottan hagyományos felépítésű amatőr adó-vevőt mutatunk be olvasóinknak. Ez az első generációs – csöves – konstrukció általában nem számít korszerű megoldásnak, de előnyként kezelendő, hogy az elektroncsövek aránylag olcsón, vagy rossz készülékekből kitermelt anyagként ingyen, sok amatőrnél rendelkezésre állnak. Az előrható 5 W-os kimondottan nagyfrekvenciás teljesítmény egyébként csak drága és nehezen hozzáférhető tranzisztorral volna megvalósítható. A hálózati transzformátor is régi rádió-vevőkészülékekből származik, míg egy tranzisztoros adó-vevő számára házilag kellene tokereselni megfelelő transzformátort.

A készülékben egyedül az 1 MHz körüli frekvenciájú rezgőkristály az az elem, amely gondot okozhat. Ez a kristály azonban frekvenciára nem kritikus és frekvenciaértéke 770...830 kHz, vagy 950...1050 kHz, illetve 1300...1550 kHz-es határok között bárhol megfelel. Az eredeti készülékben egy pontatlan értékű 1000 kHz-es kristály került beépítésre, amely már kalibrációs célokra nem volt alkalmas. Így az ismertetés ezzel a névlegesen 1 MHz-es kristállyal történik, de értelemszerűen a fent felsorolt frekvenciájú kristályokkal is kiszámíthatók az egyes fokozatok üzemi frekvenciái. A készülék rezgőkristállyal megvalósított keskeny vételi sávzélessége különösen alkalmassá teszi az A1 típusú CW-üzemsre. Készülékünk ebben a tekintetben több olyan SSB adó-vevővel szemben kedvezőbb helyzetben van, amelyek a 2,5–3 kHz-es SSB-sávzélességet használják a táviró üzemmódban is.



9.65. ábra. Az egyes egységek bekapcsolása



9.64. ábra. A tápegység (TS - 73/M)

A műszer pozitív oldala nyomógomb segítségével átkapcsolható a katódról ide, a 7-es pontra, így benyomott kapcsolóállás esetén mérhetjük az antennafeszültséget, kiengedett állásban pedig a végcső katódláramát.

Az anódkör egyébként a szokásos π -kikapcsolású.

13. Tápegység (TS - 73/M)

A berendezés tápegysége a 9.64. ábra szerint a szükséges szintű feszültségeket szolgáltatja a berendezés számára. A tápegység külön dobozban nyert elhelyezést a hangszóróva egyúttal, így a fejlődő meleg nem hat az aróvevő könnyesebb részeire. A 600 V-os anódfeszültséget feszültségkétezerezés-sel állítjuk elő. A végcső fűtésére 40 V-os tekercs lett elhelyezve a T_1 transzformátoron, de ha PL 504-et alkalmazunk, ennek 28 V szükséges, ehhez célszerű ledugaszt készíteni. Ugyanekkor jó, ha a végfok és a meghajtócső egyszerű megfigyeléskor (tehát akkor, amikor nem akarjuk adásra bocsátani a berendezést) kikapcsolható. Ezt megoldhatjuk egy kétáramkörös tumbler-kapcsolóval, melyet a tápegység háta falán helyezünk el.

A meghajtó részére szükséges +250

V feszültséget a 6. csatlakozási pontról vezetjük a csőhöz, ugyanakkor a stabilizált 210 V a 9. pontról vehető le a végerősítő segédárcsa részére (5. csatlakozási pont a végfok egységében).

Külön transzformátor állítja elő az alacsony feszültséget és az előfeszültséget. Az alacsony feszültség előstabilizálva lett Zener-diódával és átteresztett tranzisztorral. Az előfeszültség egyenirányítása egyszerűen történik és ellenállás-kapacitás szűrést alkalmaztunk. A +12 V a 10. csatlakozásról vehető le, az előfeszültség (55 - 60 V) pedig a 11-ről.

14. Az egyes egységek összekapcsolása

A 9.65. ábrán láthatjuk, hogy az egyes eddig tárgyalt modulok hogy kapcsolhatók össze egy komplett egységbe. Az „A” egység 3. és 8. csatlakozási pontjára megy az LS - US átváltáskor szükséges átkapcsoló, mely a vezérosszeállator jelet változtatja meg kis mértékben, hogy a vételi frekvencia azonos helyén maradjon a skálának. A skála hitelesítése a P_1 potenciométerrel lehetséges. Az eredeti példányon az a potenciométer ha lett építve a panelbe. Helyesnek látszik azonban, ha ennek tengelye ki van

vezetve az előlapra, így átváltáskor minden esetben azonnal hitelesíthető a berendezés a kristály-kalibrátor segítségével.

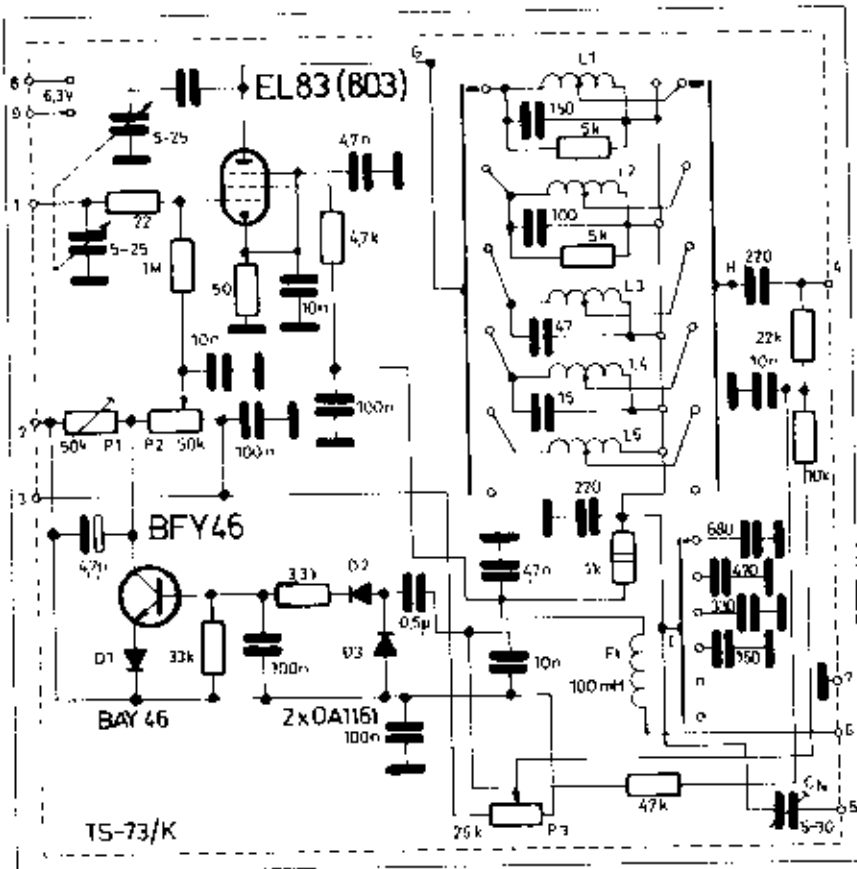
Az adási és vételi frekvencia azonoságát a 6. csatlakozási pontra kapcsolt 10 kohmos, változtatható ellenállásként behelyezett potenciométerrel célszerű beállítani. Adás alatt ugyanis ezen keresztül kerül pozitív feszültség (1 kohmos leosztva) a varicap diódára, vételkor pedig az „RX-vernier” körhöz tartozó ellenállásokon át a 9. csatlakozáson át. Azt kell elérni, hogy az 5. ponton úgy adás, mint vétel esetén azonos legyen a feszültség. A lineáris 10 kohmos trimmerpotenciométer kb. középpályában van a helyes beállítás közelében.

Vétel esetén a - (V) ponton kerül pozitív hangoló feszültség az offset-kapcsolóra, egy BAY 43 diódán keresztül. Az ábra szerint kikapcsolt RX-vernier-állás esetén a 10 kohmos potenciométer teljes ellenállásával párhuzamosan kapcsolódik egy 10 kohmos ellenállás, eredetben kb. 6 kohmos adva. Ez osztódik le a panelen (vagy kint) elhelyezett hitelesítő P_2 -en 1/6 feszültségre (2V). Ha a kapcsolót „ON” állásba toljuk (ugyszerű kétáramkörös tolókapcsoló használható erre a célra), akkor a 10 kohmos fix ellenállás lekapcsolódik és az RX-vernier potenciométer, mint változtatható ellenállás 0 - 10 kohm között változtatható lesz, eredményként 12 - 1,1 V-ig szabályozható feszültséget tudunk a varicapra adni. A potenciométer középpályára adja a közepes frekvenciát (5 kohm) és ettől lefelé és felfelé kb. 6 - 8 kHz-cel lehet hangolni. Egyidőben egy jelzészó is kigyullad, jelezvén azt, hogy a vevő máshol állhat, mint az adási frekvencia. Adáskor természetesen kiiktatódik ez a kör.

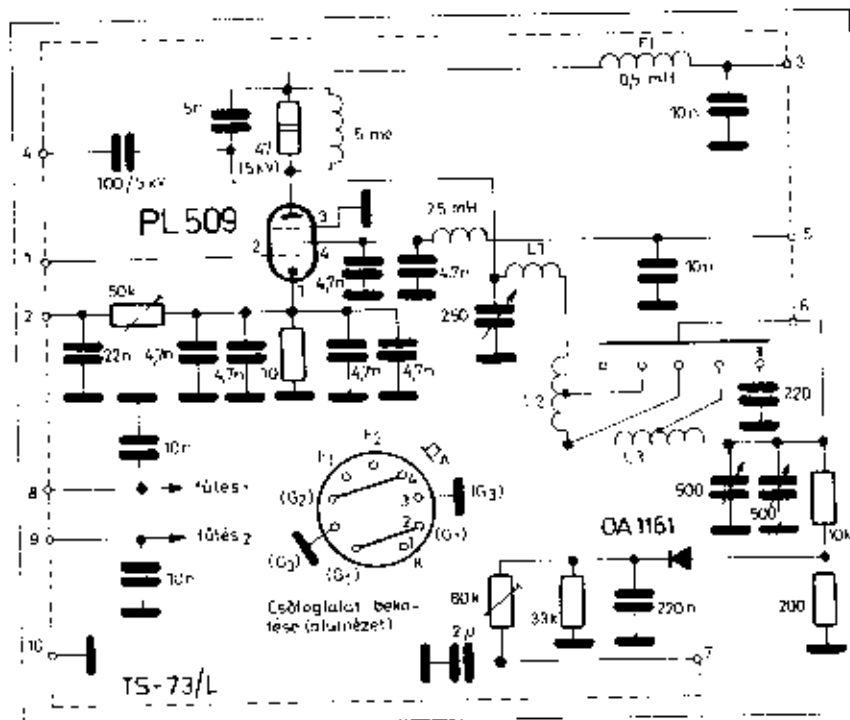
Az adásról vételre történő átkapcsolást két db 2 morzaérintkezős relé végzi. A Rel 1-et a behúzó tranzisztor működteti a VOX-panelről. Ennek egyik morza-érintkezője a -12 V-ra váltja - (V) és (A) pontokra. A másik érintkezője zárja a következő relé áramkörét, mely az előfeszültség átkapcsolását, valamint a vevőrész antennabemenetének kapcsolását végzi. Ez utóbbi olyan megoldás, hogy adás alatt az antennabemenet földelődik. Vétel alatt a végfokozat Collins-körre is benne van a maga kis mértékű előszelektálójával az előkörben. Az antennajelét 5 pF értékű kapacitáson keresztül vezetjük a vevőrész antennabemenetére.

A többi összekapcsolás az egységek ismertetésénél említett módon történik. Külön ügyeljünk a jó földelésekre az egyes panelek összekötésénél.

Végül közöljük a fontosabb tekercsek adatait a 228. oldalon.



9.82. ábra. Az előerősítő-meghajtó kapcsolási rajza



9.83. ábra. A végérősítő kapcsolása

tón SSP-üzem módban hangfrekvencia jelenik meg a rácselevezető állomások csatlakozási pontján (22 kohm és 10 kohm), melyet egyenirányítunk, majd ezzel a BFY 46-ot vezérelve megnöveljük az EL 803 előfeszültségét. Az ALC-szint be szabályozása a P₁-gyel történik.

A végérősítő rácselevezőt a P₁ állítja be. Ezt úgy kell be szabályozni, hogy a végfokozat vezérlés nélkül 25 - 30 mA anódkáramot vegyen fel. Vétel állásban ez az előfeszültség is annyira megnövekszik, hogy a végérősítő is lezárt állapotba kerül.

12. Végérősítő fokozat (TS - 73/L)

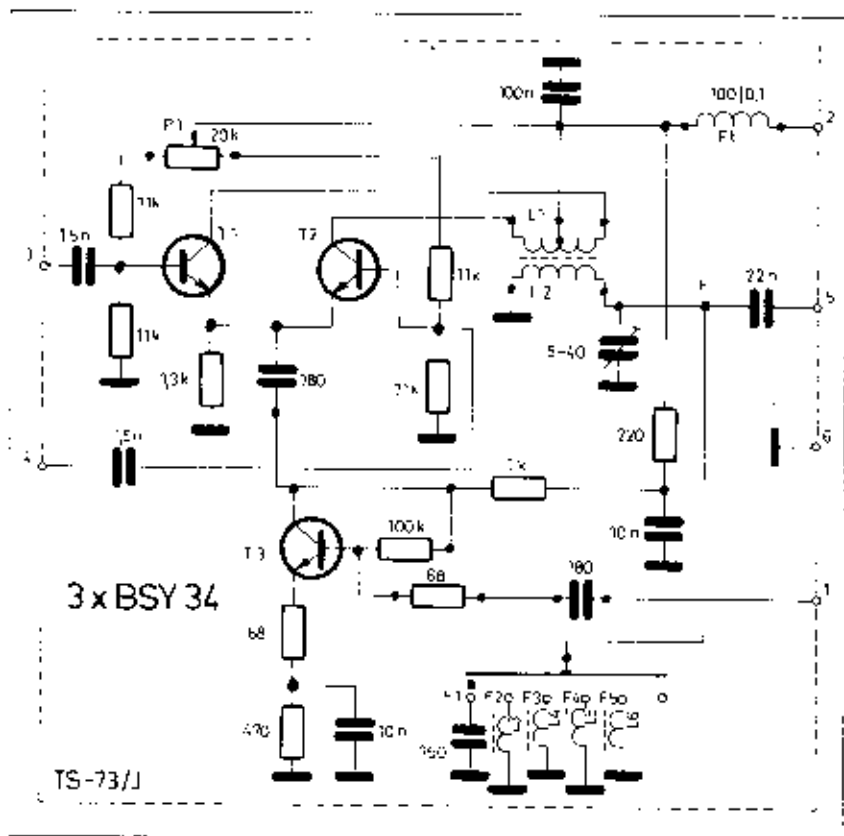
A végérősítő kapcsolása a 9.83. ábrán látható. Szűrni különlegességet nem tartalmaz, csupán egy csövet (üzem), egy színes TV sorrelőítő csövet. Ennek üzemi adatai:

$U_{max} = 40 \text{ V}$	$I_{max} = 300 \text{ mA}$
$P_A = 30 \text{ W}$	$I_{Amax} = 800 \text{ mA}$
$P_G = 7 \text{ W}$	$U_{K1} = 200 \text{ V}$

Ezt a csövet alkalmazva 180 - 200 W PEP bemenő és 100 - 110 W PEP kimenő teljesítményt érhetünk el. 3,5 - 21 MHz között, 28 MHz-en is még 80 W kimenőnk lehet. Foglalata ugyanaz, mint a PL 500 csőé, de más a bekapcsolás. Ha valaki nem tud beüzemelni ilyen csövet, annak ajánlom a - természetesen kisebb teljesítmény leadására alkalmas - PL 504-et. Ezzel 80 - 100 W PEP bemenő és 40 - 60 W kimenő teljesítmény biztonságosan elérhető. Mivel az előző egységben szereplő neutralizáló kapacitások a PL 509-hez lettek kiválasztva, így a neutralizáláshoz szükséges alkatrészeket más cső esetén változtatni kell. Két PL 504 párhuzamosan kapcsolását nem ajánlom, mert a gyakorlat szerint így elég nagy meghajtást igényelnek, mivel a rácskört a gerjedési veszély miatt nagyon le kell terhelni. A kétszeresre növekedett meredekség, mely jelen esetben 30 - 36 mA/V nagyságú is elérhető - már gondosan kivitelezett neutralizálást követelne, ami - különösen a magasabb frekvencián - nehezen valósítható meg. Ha valakinek csak a kisebb teljesítményű PL 504 csőve van, ezzel is lehet üzemelni, kielégítően neutralizálható, hangerőben ez a közel fele teljesítmény nemigen vehető észre. Nem érdemes néhány W teljesítménytöbbletet a minőséget rontani és a TV-t növelni! A nagy európai QRM áttörésére úgyszólván 500 W feletti teljesítmény kell, ami csak néhány klubnak megengedett.

Visszatérve a végérősítő kapcsolására, a cső katódkörében találjuk a 10 ohmos ellenállást, melyről a katódkáram-mérő műszerhez vezetjük az egyenfeszültséget a 2. ponttól. A műszer végkitérés az 5 kohmos potenciométerrel szabályozható.

Az antenna feszültségét OA 1161 diórával egyenirányíthatjuk, majd a 7. ponton vezetjük ki a műszer felé.



9.60. ábra. Az adó-keverő kapcsolása (TS-73/J)

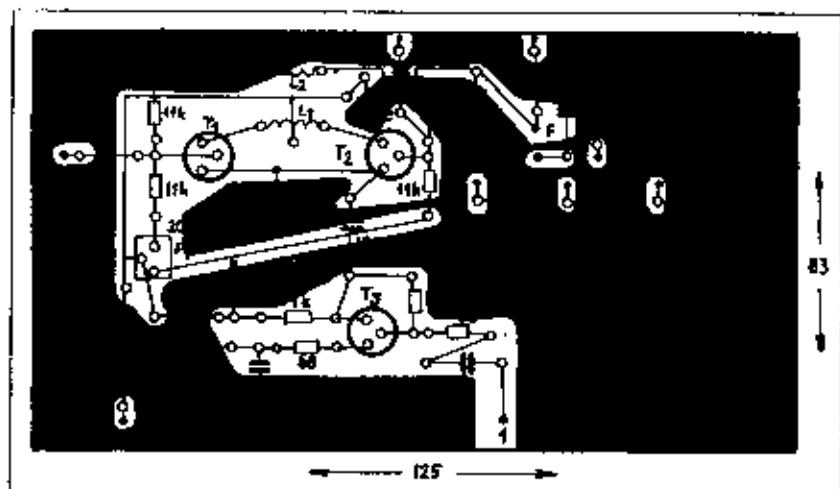
beszólás idejére lecsavarjuk azt. Kellő gyakorlattal ez is megy, meg lehet szokni. Vannak relé nélküli, tisztán félvezető megoldású VOX-áramkörök is, mégis egyszerű és üzembiztos működése miatt ezt tudom ajánlani. A D₁ diódát ne hagyjuk el, mert ez a behúzó tranzisztor hőstabil lezárásá szarupontjából okvetlen szükséges.

Az egész egység egy hosszú, keskeny

panelen lett elhelyezve a 9.59. ábra szerint. Tápfeszültséget a 2. és a 4. csatlakozási pontokon kap.

10. Adó-keverő egység (TS-73/J)

Az adási frekvenciára történő keverést balansz-keverő végzi a 9.60. ábrán



9.61. ábra. Az adó-keverő elrendezési rajza

vázolt kapcsolásban. Az oszcillátorjel az 1. csatlakozóra kerül, majd azt a T₁ tranzisztor a kellő szintre erősíti.

A 9 MHz-es SSB-jel a 3-4. csatlakozón át kerül a T₁ és T₂ bázisaira. A tranzisztorok kollektorkörében ellenütemű kiképzésű primerrel rendelkező transzformátor található. A P₁ potenciométerrel tudjuk a hűdegysúlyt beállítani. Adjunk külső generátorból az 1. pontra 3,5 MHz-et, a társas kapcsolót az ábrán feltüntetett 1. állásba hozva az L₁ tekercs vasmagjával úgy állunk, hogy az 5. csatlakozóra kapcsolt csőváltórú maximális kitérést mutasson, azaz rezonanciára állítjuk ezen a frekvencián a tranzisztor kollektorköri tekercsét. Ezután a P₁-et állítva egy éles minimumot kell találnunk a kimenő feszültségben. Ha ez nincs meg, akkor a T₁ és T₂ tranzisztorok nagyon eltérő karakterisztikával rendelkeznek, válogatni kell őket.

A könnyenítés befejezése után az üzemi keverő frekvenciákat adjuk az 1. bemencsre és sorba lehangoljuk L₂-T₄-L₃-L₄ segítségével az üzemi frekvenciákra a keverőegység rezgőkörét. A kikövert üzemi jel az 5. csatlakozási pontról vehető le, nagysága 1,8-5 V_{eff} nagyságú.

Az elrendezésre útrmutatást a 9.61. ábrán találunk.

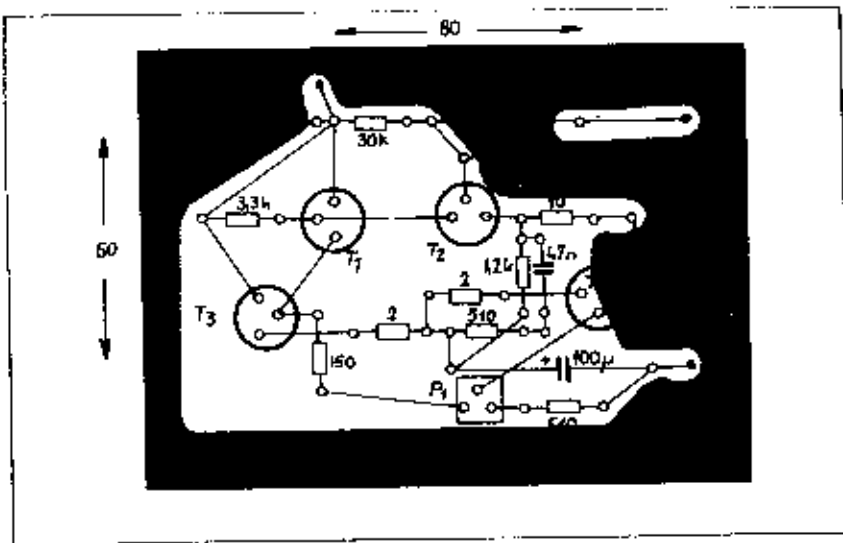
Tápfeszültséget a 2. csatlakozási pontra adunk, de csak adás-állásban. Az L₁ tekercs bifiláris tekercselésű, a szokott módon.

11. Maghajtó fokozat (TS-73/K)

Az előbbiekben ismertetett adó-keverő egység 5. kivezetéséről a nagyfrekvenciás jel az 1. csatlakozási pontra, azaz egy EL 803 pentóda rácására kerül, mely azt a szükséges teljesítményszintre erősíti fel. Az erősítőcső rácsköre és anódköre kettős légförgővel hangolható, ezt használjuk „adási szelektor”-ként. Az előerősítőcső rácófeszültségét a P₁ potenciométer segítségével állítjuk be úgy, hogy az 15-20 mA nyugalmi anódáramot vegyen fel. Ezen beállítás alatt a 3. csatlakozó, melyet a Rel 2. relé fog földre kapcsolni „adás”-állásban, földre kötendő. Ha a 3. pont föllelést megszüntetjük, a rácóelőfeszültség megnövekszik, következésképpen az EL 803 cső közel lezárásba kerül. Így vétele alatt a cső nem üzemel, esetlegesen véletli zavart nem okoz.

A 9.62. ábra szerint a felerősített jel a 4-es csatlakozási ponttól kerül a vég-erősítő cső rácására. Neutralizálás céljából a véglok anódjáról az 5. csatlakozón át egy C_N neutralizáció kapacitással visszavezetjük a jelet a meghajtó cső anódköri rezgőkörének hideg végéhez. A szükséges sávonkénti negatív visszacsatolási szint szabályozását célozzák az „I” kapcsoló-érintkezőkkel beiktatott kapacitások.

Az ALC-áramkör, mely egy BFY 46 tranzisztorral üzemel, azt a célt szolgálja, hogy végfokozat rácásárama esetén az erősítést lecsökkentsse, megelőzve a túlvezérlést. Rácásáram ese-



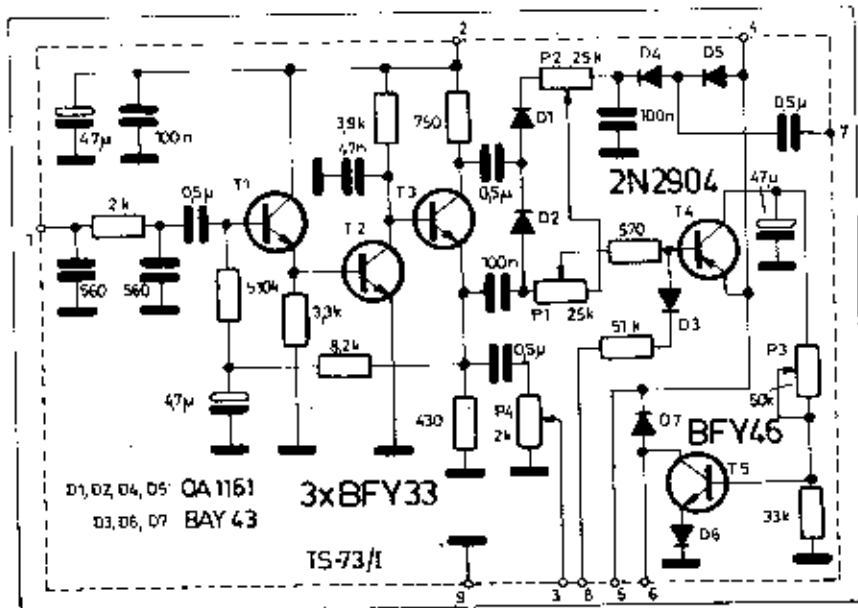
9.57. ábra. A HF végfokozat elrendezése

dik, gyorsan behűz és a P_1 -mal szabályozható ideig marad behűzött állapotban. Reléként minden 12–20 mA behűzőáramú és 6–8 V feszültségű típus megfelel, mely két morze-érintkezővel rendelkezik. A mintapéldányban Siemens T Bv relét használunk, 450 ohmos kivételben, az 5–6. pontok közé kapcsolva.

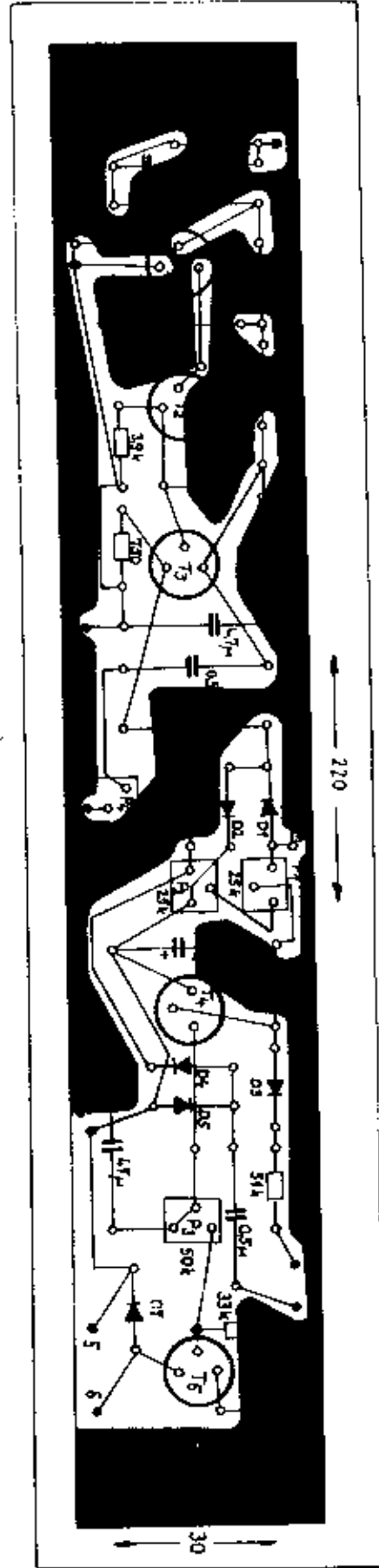
Távtró üzemmódban a 8. pontra földet adva a D_1 elválasztó diódán át negatív feszültség kerül a 2N2904 tranzisztor bázisára, mely ugyanazt a hatást eredményezi, mintha a mikrofonra rábeszültünk volna, így a relé behűz és az adás-vétel átkapcsolást a billentyű lenyomásával el tudjuk végezni.

A 7. csatlakozási pontra a hangszóró jelet vezetjük, melyet a D_1 – D_2 olyan polaritással egyenirányít, mely ellene

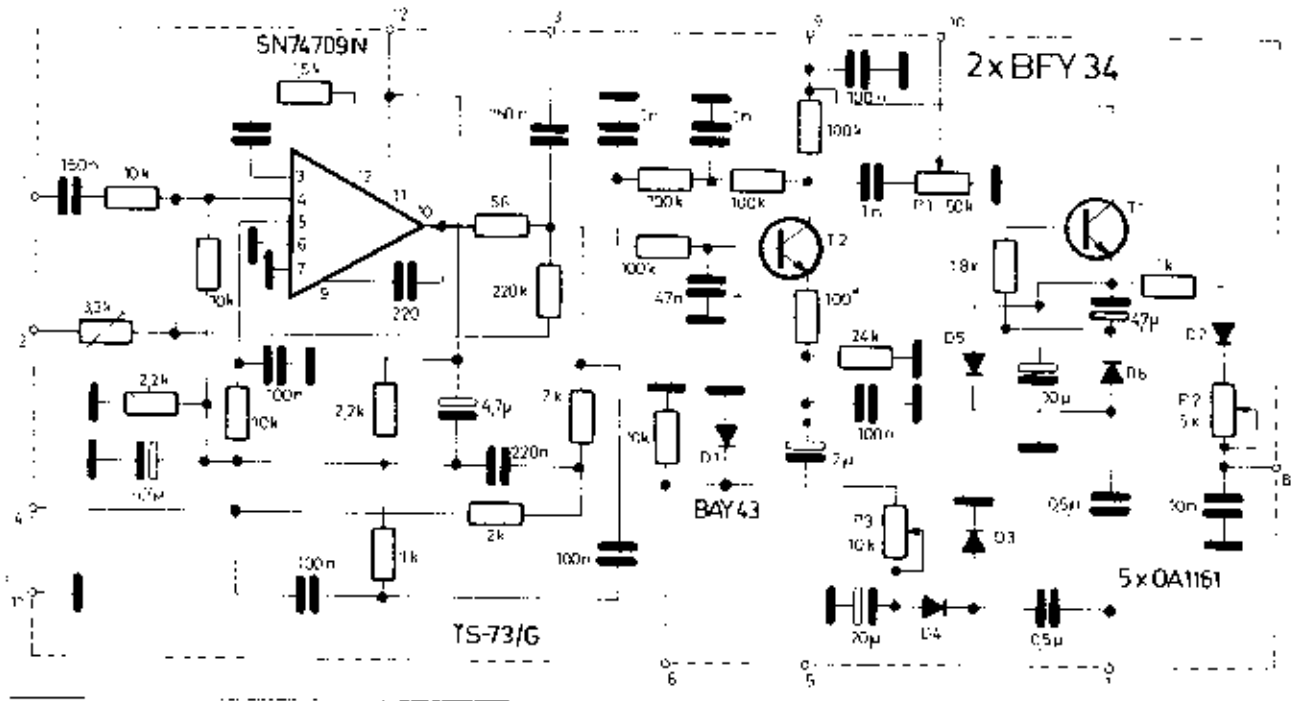
dolgozik a mikrofon felerősített és egyenirányított jelének (antivox). Így ha a P_1 és P_2 potenciométerekkel helyesen állítottuk be a két jel arányát, akkor addig, míg a hangszóróból egy bizonyos erősségű hang éri a mikrofont – tehát az ellenállomás beérez – nem kapcsolódik a berendezés az adásállásba, mivel a vox nem tud behűzni, ugyanakkor a hangszóró hangja sem húzza be az átkapcsoló relét. Ha kikapcsol a hangszóró-állásban esetleg zavarólag hat, hogy az ellenállomás működése alatt nem tudunk beszélni (például egy tapintatlan odatolózkodó felkérve érdeklőben arra, hogy távozzon, mivel itt, ha nem hallaná, összeköttetés folyik), a 7. csatlakozóra menő hangfokozás jelet megszakíthatóvá kell kiképezni, vagy hangerőszabályozót kell alkalmazni és a



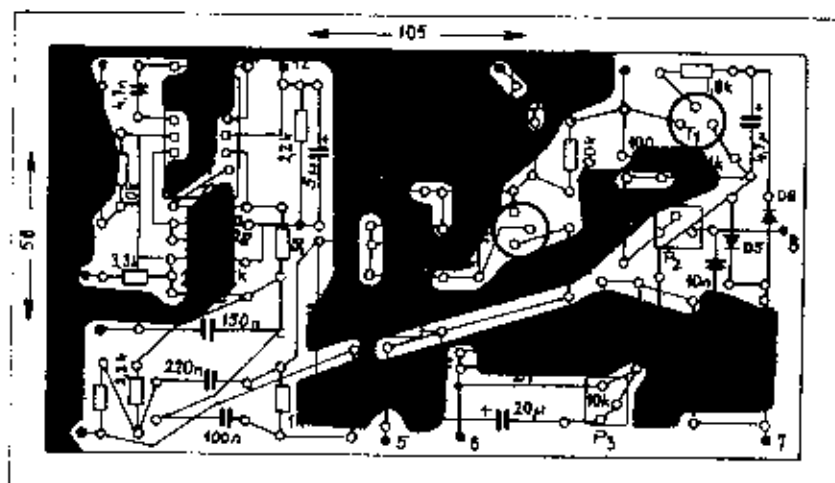
9.58. ábra. Az „I” panel (Mikrofonerősítő, VOX-áramkör)



9.59. ábra. A TS-78/I elrendezési rajz



9.54. ábra. A TS-73/G egység kapcsolási rajza



9.55. ábra. A TS-73/G egység elrendezési rajza

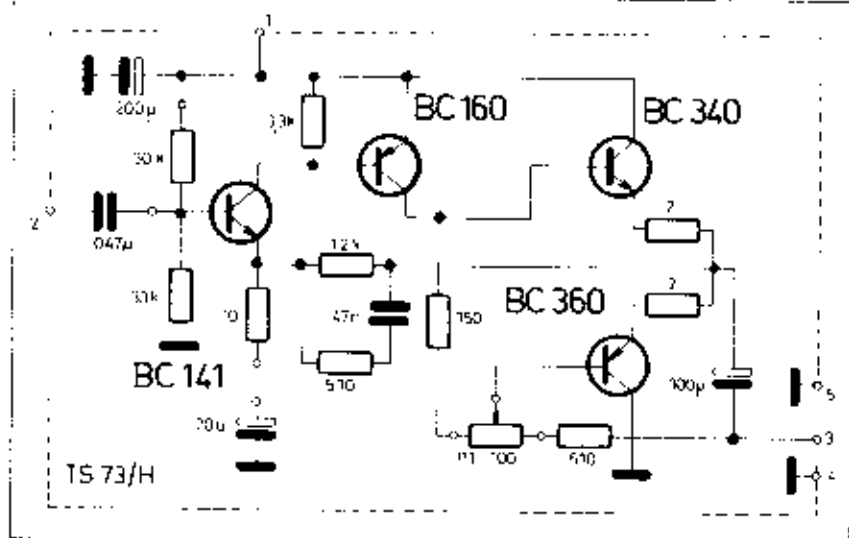
hangfrekvenciás teljesítmény, így külön soros ellenálláson át csatlakoztatunk egy 4 ohmos hangszórót hozzá (3. csatlakozási pontra). Ennek az az előnye is, hogy a hozzá kapcsolt hangszóró rövidre záródása esetén sem megy tönkre a végfokozat, ugyanakkor a hangfrekvenciás teljesítmény is éppen elegendő. Fejhallgató-vétel esetén a hangszóró kikapcsolható és a fejhallgató a hangszóró-kapcsolókra csatlakozik. Mivel külön impedanciánövelő transzformátor nincs a fejhallgatóhoz, így természetesen a kisebb impedanciájú hallgató fogja a nagyobb teljesítményt nyújtani, tehát ide lehetőleg 600 ohm alatti típust használjunk.

A végérsítő teljes kapcsolási rajza a 9.56. ábrán, míg a nyomatott áramkörös elrendezési rajza a 9.57. ábrán látható.

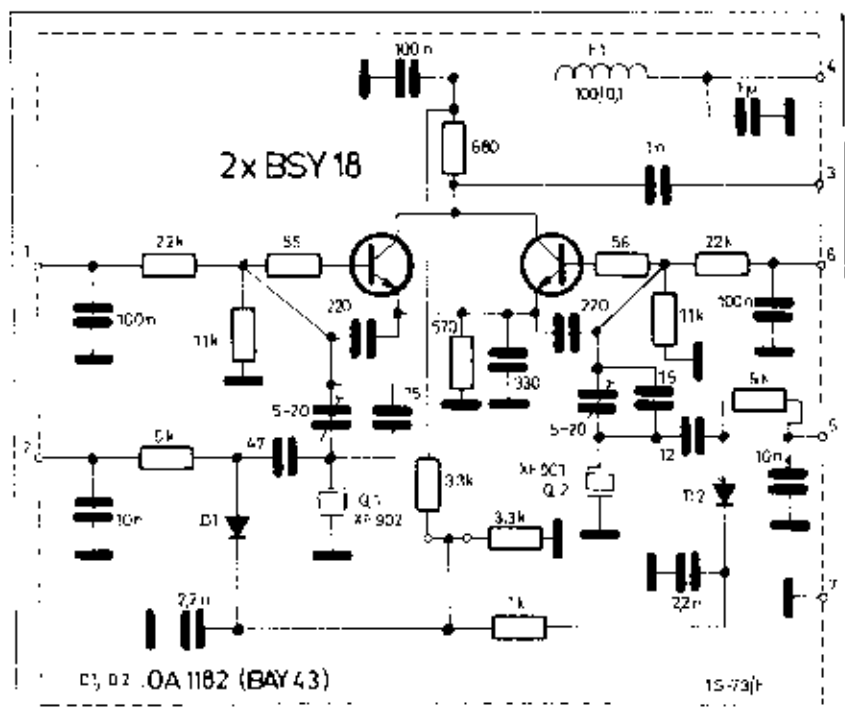
A végérsítő állandó jelleggel +12 V tápfeszültséget kap az 1. csatlakozón keresztül.

9. Mikrofóerősítő és VOX-egység (XY-73/I)

A 9.58. ábra szerint háromfokozatú erősítő látja el a mikrofon előerősítő szerepét. Nagy és kis impedanciájú mikrofon is használható hozzá. A balansz-modulátorhoz vezetett hangfrekvenciás jel nagysága a P₁ segítségével szabályozható és a 3. ponttól vehető le. Az utolsó hangfrekvenciás erősítő tranzisztor kollektorjáról levett hangfrekvenciás jelet egyenirányítva egy npn, és npn tranzisztorból álló relébehúzó áramkört működtetünk. Egyszerűsége mellett igen jól működik.



9.56. ábra. A HF végérsítő fokozat kapcsolási rajza



9.52. ábra. A TS-73/P egység kapcsolási rajza

frekvenciáját alacsonyabb értékre állítja be, így ez is belekerül az átviteli sávba. Ha a két kapacitás nagyságát megfelelően választjuk meg, akkor RTTY-üzeműnek megfelelően a két BFO-frekvencia 860 Hz távolságra lesz, így az 1-6. pontra felváltva adott feszültség segítségével távgepíró üzemmódba használhatjuk a berendezést.

A 9.53. ábra az elrendezést mutatja. Az Ft jelzésű fojtótekercs, mely a 4-es pontról a +12 V-ot biztosítja az oszcillátor számára, egyben megakadályozza, hogy a BFO-jel kerüljön a tápfeszültségün keresztül a megjelölt fokozatokra.

7. Hangfrekvenciás előerősítő, HF-generátor és AGC-egység (TS-73/G)

A demodulált hangfrekvenciás jel előerősítést egy SN 72709 N jelzésű IC végzi. Az előerősítő kapcsolása olyan, hogy a 2-4. kivezetések ászakítása esetén szelektív szűrővé válik, kötés-T visszacsatoló lánc beiktatása révén. Ebben az üzemmódban a szűrő a 750-800 Hz körüli frekvenciát emeli ki, a csillaggal jelzett 3,3 kohmos ellenállással beállított sávszélességgel. Ennek értéke úgy választandó meg, hogy szűrő-állásban a hangfrekvenciás erősítő ne gurdjeljen és a távtrójelek

kis utáncengéssel legyenek hallhatók.

Az 1. ponton bekertülő hangfrekvenciás jel a 3-as csatlakozási ponton jelenik meg felerősítve, innen vezetjük a végcsatoló egységhez. A hangerőt a mintakészülékben külön nem szabályoztuk potenciométerrel, hanem az IC alaperősítéssel állítottuk be a kívánt, optimális értékre. Ha hangerőszabályozást is akarunk, akkor a 3. pont és a végcsatoló fokozat közé 10 kohmos potenciométerrel egy szokásos feszültségszabályozót iktatunk be.

Ezen a panelen, mely a 9.54. ábrán látható kapcsolással készült, talánunk egy hangfrekvenciás generátort, mely BFY 34 tranzisztorral (ismenél, fázistolós visszacsatolással). Ha az 5. csatlakozási pontra földet adunk, akkor a tranzisztoros hangfrekvenciás generátor beindul és a hangfrekvenciát a P₁ potenciométerrel beállítva a 10. kivezetési pontról levethetjük. Innen a végcsatoló fokozat bemenetére csatlakozunk, ugyanakkor az 6. pontot összekötjük a billentyűvel. Így távtró-adás alatt hallható lesz a leadott jel, mely különösen automata billentyű használata esetén igen kívánatos.

A 9. csatlakozóra -12 V feszültség kerül.

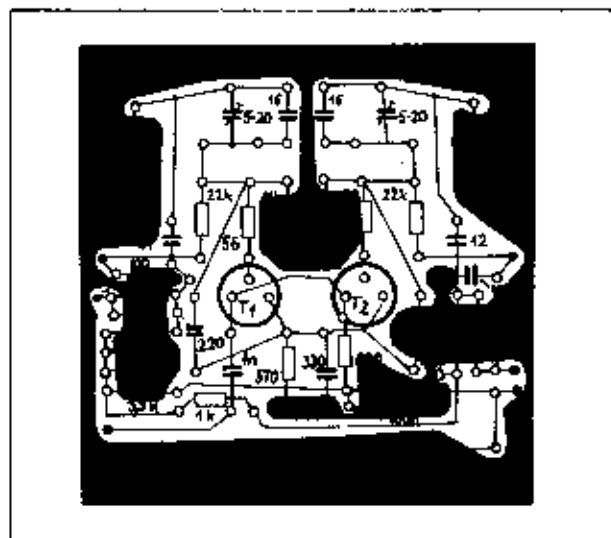
A „G” panelre került még az AGC-erősítő és az S-mérő egyenirányító áramkör is. A hangfrekvenciás végfokozat kimenetéről (fejhallgató-csatlakozó) a hangfrekvenciás jel a 7. csatlakozási pontra kerül. A D₂-D₁ diódák egyenirányítják azt és az így előállított egyenfeszültség nyitja a T₁ tranzisztor. A D₁ diódán át így pozitív feszültség jut a 8. pontra, ahonnan tovább vezetjük. Az AGC-szint a P₂-vel szabályozható.

A hangfrekvenciát a D₂-D₁ a föld-ponthoz képest negatív polaritással egyenirányítja, melyet egy bizonyos szint felett a D₁ szilícium dióda vág. A 6. csatlakozási pont és a föld közé kerül a 150 mikroamper érzékenységi S-mérő műszer, mely egyben a végfok indikáló műszere is lesz. Ha ugyanis a műszer pozitív polaritású kivezetését nem közvetlen a földre, hanem egy 10 ohmos ellenálláson át kötjük oda, ez S-méréseknél nem jelent semmi változást. Viszont a 10 ohmos ellenálláson átvizsgálva a végfok katódáramát, átkapcsolás nélkül megvalósítottuk a műszer kettős működését. Vétel alatt a 8-os csatlakozási pontról kap a műszer negatív feszültséget, mely a bejövő jel függvényében változik, adás esetén pedig ugyanezen műszer pozitív kivezetése kap pozitív feszültséget a 10 ohmos ellenállásról.

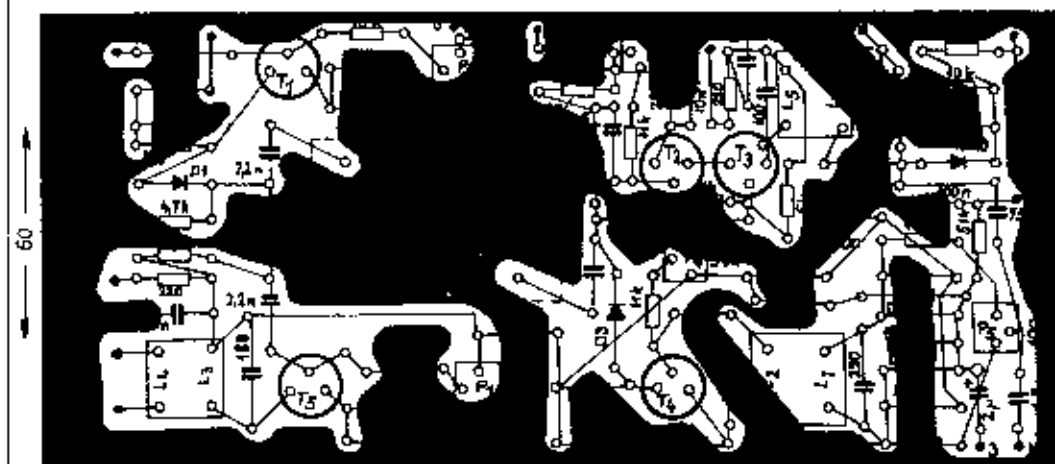
Az egység nyomtatott áramköri rajza a 9.55. ábrán látható.

8. Hangfrekvenciás végcsatoló egység (TS-73/H)

A végfokozat komplementer tranzisztoros kivitelű, szokásos megoldású. Ha a 2. pontra 150 mV jelet adunk, akkor 8 ohmos terhelés esetén kb. 0,8 W kimenő teljesítményt szolgáltat 5% torzítás mellett. Mivel ez a



9.53. ábra. A TS-73/P egység elrendezési rajza



9.51. ábra. A TS-73/E egység elrendezési rajza

zési rajza látható. Kis méretű tekercseket használva külön árnyékolásokról nem kell gondoskodni a megadott elrendezés mellett.

Az előerősítő érzékenységeinek szabályozása a T_1 tranzisztor bázisfeszültségének változtatásával történik. Ugyanakkor a hangfrekvenciás AGC (orról bővítést majd ott) jele a T_1 tervezérlésű tranzisztor S elektródájára ad a bejövő jel nagyságától függő pozitív polaritású jelet (8. kivezetési pont).

A kapcsolási rajzon a hullámváltó 3,5 MHz-es állásban van. Az előkör rezgőköréi a szokásos öt amatőrsávra hangoltak, míg a 6. sáv a 10 MHz-es váltót teszi lehetővé, az előbbieken kifejtett hitelesítés végrehajtása érdekében.

Az egész „D” egység csak vételállásban kap -12 V tápfeszültséget a 3-as csatlakozási pontra.

5. KF-erősítő, demodulátor és modulátor egység (TS-73/E)

Az egység kapcsolási rajza a 9.50. ábrán látható. Olyan kristályszűrő lett beépítve, melynek $6-700$ ohm az optimális lezárása (mindkét oldalon) és a maximálisan megengedhető kapacitás 30 pF. Erre a célra az KF-jelzések megfelelnek, de a házilag elkészített -6 tagú szűrő is használható.

A kristályszűrőt a D_1, D_2, D_3, D_4 jelzésű diódák kapcsolják vételre, illetve adás-állásba. Vétel esetén a T_1 tranzisztor kap pozitív kollektor-feszültséget az 5-ös kivezetésen keresztül. Hatására a D_1 dióda kinyit, ugyanakkor a D_2 lezár és a T_1 kollektora rákapcsolódik a szűrő bemenetére. A szűrő kimenete a 7-es pontra kerülő feszültség hatására (mivel D_3 kinyit) rákapcsolódik a T_2 bázisára. A kaskád T_1, T_2 együttes felerősíti a jelet és ez a diódás demodulátorra kerül. SSB és

CW-üzemmódban a 4-es csatlakozási ponton bevezetett BFO-jel a közös dióda-anódokra kerül és a hangfrekvenciát a 9-es pontra vesszük le. AM-üzemmódban a 9-es pontra a feszültség kapcsolódik, lezárva a második diódát, ugyanakkor a hangfrekvencia a 8-as kivezetésről vehető le.

A KF-fokozat érzékenység-szabályozása a T_1 bázisfeszültségének változtatásával történik (6. kivezetés). A 9 MHz-es jel pedig az előző egység L_{10} tekercséről a 11. kivezetésre csatlakozik.

Adás esetén a 12. csatlakozási pontra kerül a $+12$ V feszültség. Ennek hatására a D_5 és D_6 diódák kerülnek vezető állapotba, rákapcsolva a szűrőt a T_2 és T_3 tranzisztorok kollektorára, ill. bázisára. A T_2 bázisa az L_1-L_2 balanszmodulátor tekercséről kap 9 MHz-es USB-jelet. A négydiódás balanszmodulátor a szokásos, kiegyenlítés a P_1 segítségével történik. A 3-as csatlakozási pontra kb. $0.1-0.2$ V_{eff} hangfrekvenciás feszültséget adunk, ha a BFO-feszültség a 4-es ponton $0.8-1$ V_{eff} nagyságú. Mivel a modulátor-diódák „hideg” hálójai a feszültségen vannak, így a 10. pont földelése esetén a beállított kiegyenlítés felborul, így lehetővé válik hordozó adása, melyet behangolásnál, CW-üzemmódban használunk. A billentyű a 10. jelzésű pont és a föld közé köztudó. Táviró-üzemben természetesen a 3-as pontra nem adunk a mikrofonról hangfrekvenciás erősítő tápfeszültsége ebben az üzemmódban kikapcsolódik.

A panel 13-as pontjára mind az adás, mind a vétel alatt $+12$ V kerül, hogy adás alatt a lakapcsolt kollektor-feszültség miatt a tranzisztorok (T_2, T_3) ne terheljék a szűrőt.

Adás alatt a P_1 és P_2 potenciómterekkel állítjuk be a jel nagyságát, mely az 1-2 pontokon mérve $0.1-0.5$ V közötti érték.

A csillaggal jelzett 10 pF-os kapaci-

tás a balanszmodulátor kapacitív kiegyenlítését látja el, ennek értéke változhat a szerelési kapacitástól függően. Az is előfordulhat, hogy a ring-modulátor másik okulára kívánkozik a kapacitás. Ennek kísérleti oklontése a balansz beállításánál történik. Diódáknak a hazai piacon is kapható OA 1154 kvartettet tudjuk ajánlani.

Vételnél a P_1 beállítása elég kritikus. Ha nagy bázisfeszültséget adunk vele a T_1 tranzisztorra, akkor könnyen begerjed az a fokozat, ugyanakkor eltorzítja a szűrő átviteli karakterisztikáját. Úgy állítjuk a potenciómteret, hogy minimális bázisfeszültségnél még az erősítés is elengedő legyen. A P_2 segítségével az optimális jel/zaj viszony szerint állítjuk be az érzékenységet szabályozó feszültséget.

Az egység elrendezési rajza a 9.51. ábrán látható.

6. BFO-egység (TS-73/F)

A 9.52. ábrán bemutatott BFO-kapcsolás két tranzisztorral üzemel. A közös kollektorállásról kerül ki a 9 MHz-es jel a 3-as csatlakozási pontra. Attól függően, hogy az 1-es vagy a 6-os bemenetre adunk $+12$ V-ot, a Q_1 vagy a Q_2 kristály rezeg. SSB-üzemmódban az 5-ös pontra $+12$ V kerül, így hangoljuk be a trimmerek segítségével a két kristály frekvenciáját a szűrő -20 dB-es csillapítású helyeire. CW-üzemmódban az 5. ponton megszűrjük a $-$ feszültség, annak hatására a D_1 dióda lezárt állapotba kerül, nem kapcsolja a kristállyal párhuzamosan a 12 pF kapacitást, így megnő a kristályfrekvencia. Mivel itt az alacsonyabb frekvenciájú kvare van, a feszültség bekapcsolásának hatására a -20 dB-es helyről az átvezetési sávba kerül a vezérosszillátor frekvenciája. Ugyanakkor a 2. pontra adunk $+12$ V-ot, ennek hatására D_2 vezetni kezd, rákapcsolja a 47 pF-ot a Q_1 -re, ennek

magot maximális rezgésre állítjuk. Utána 17,5 MHz-en figyelve I_{a1} -mal állítjuk be a rezgést, majd 24,5 MHz-en az L_4 -gyel. Ezzel a kristályoszillátort behangoltuk. A VFO-feszültség jó beállítás esetén $0,5 - 0,7 V_{eff}$ között van. A P_1 -gyel úgy szabályozzuk be a kvarcoszillátor feszültségét, hogy az L_2 tekercs „meleg” végén $0,1 - 0,15 V$ -ot mérjünk. Ezután a sávszűrőket állítjuk be a kívánt frekvenciára és átviteli sáv szélességre, kimeneten adó-volt mérővel mérve a feszültséget (4-es kivétel ponton). Ha kicsi az átviteli sáv, akkor a osztó kapacitást növelni kell. Ha egyenakkor „nyereg” jelenik meg az átvitelben, akkor ellenállással csillapítjuk a tekercseket, illetve a osztó rezgőköröket. A kimenő feszültség a 4-es ponton $0,2 - 0,3 V_{eff}$, a frekvenciával csökkenő. Ha van oszcilloszkópunk, akkor nagy hasznát vesszük a kimenő jel „szinuszoságának” megvizsgálásánál.

4. Vevő-keverő és nagyfrekvenciás előerősítő (TS-73/D)

Az egység kapcsolási rajza a 9.48. ábrán látható. Az antennáról bejövő jel a D₁ és D₂ diódák alkotta védőkapcsoláson keresztül jut a nagyfrekvenciás előerősítőre. Nagyobb feszültség esetén a diódák rövidre zárják az antennabemenetet. Ide csak szilícium diódákat lehet használni, mivel ezek nyitófeszültsége nagyobb.

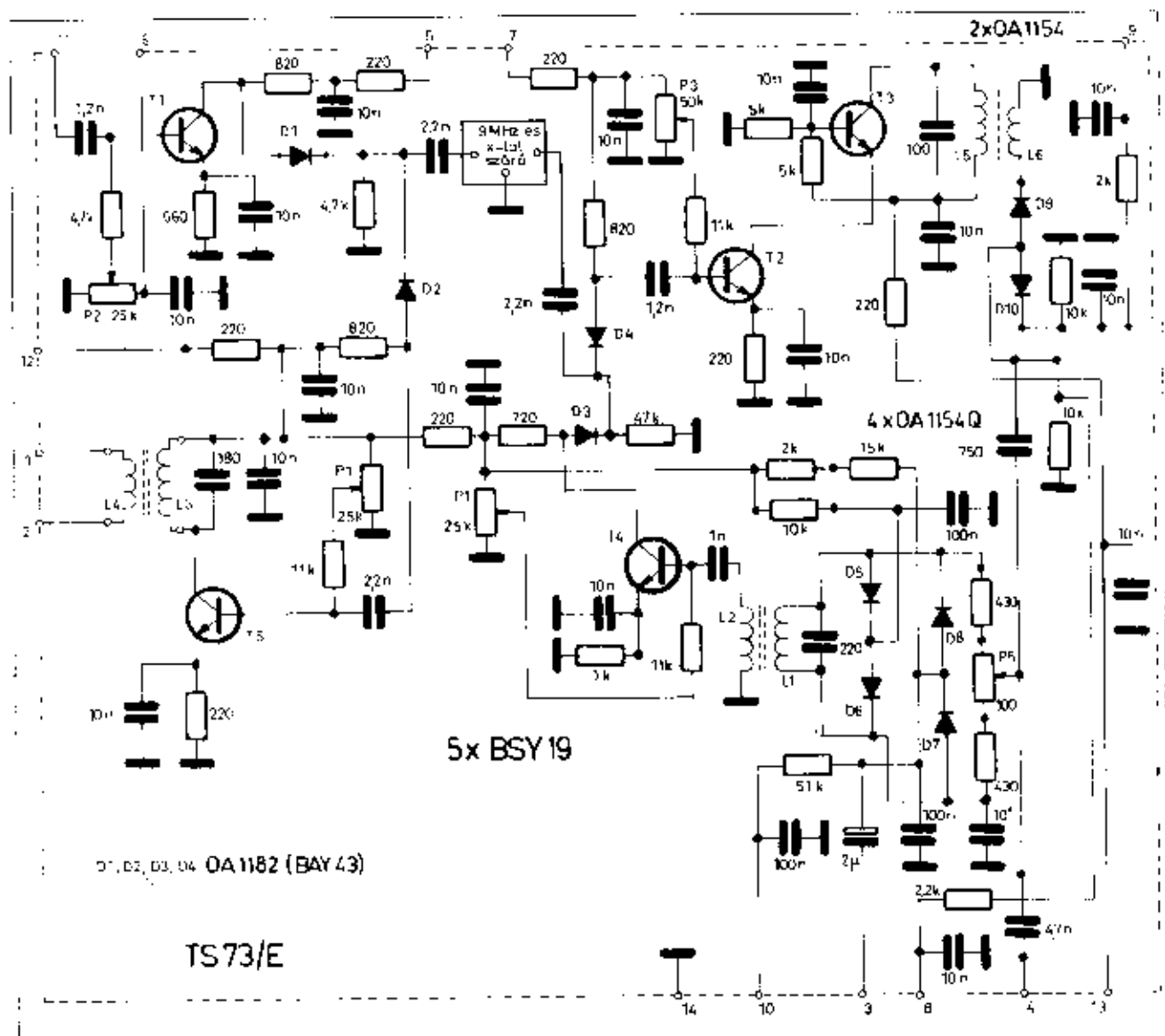
A nagyfrekvenciás előerősítő kaskád kapcsolású. Az első tranzisztor térvezérelésű. A BF 244 típus is használható, vagy a BF 245, de nagyobb meredeksége miatt a BF 348 vált be a legjobban. A kaskád erősítő második fokozata földelt bázisú, így az egész erősítő be- és kimenete nagyimpedanciájú, a rezgőkörök jósaigi lényegesen nem rontja lényegesen.

Az előkör hangolása a már megvizsgált módon nem történik szinkronban

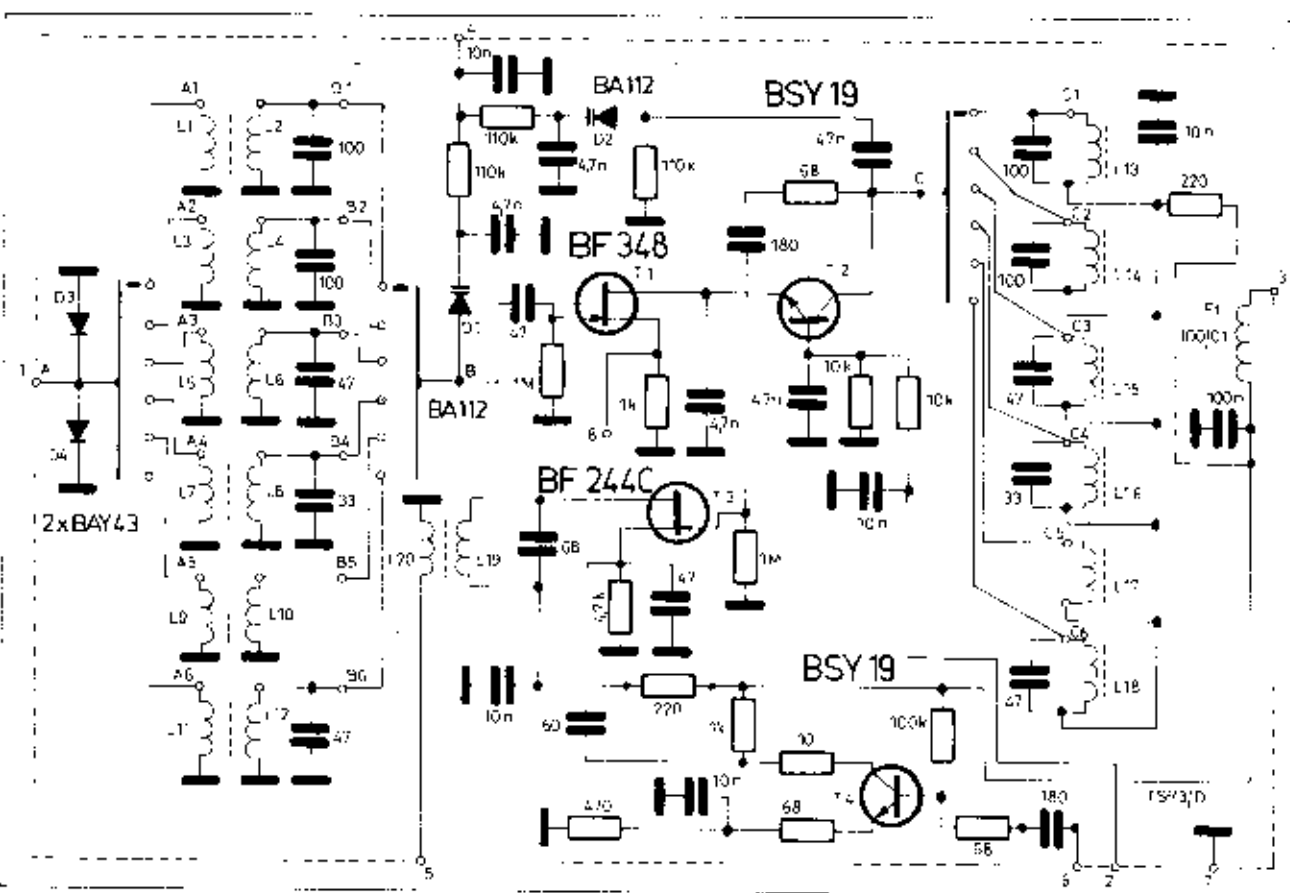
az oszcillátorral, hanem „Preselector”-rendszerű, tehát a bemenet külön hangolt. A hangolást varicap-diódákkal oldjuk meg. A D₃ és D₄ diódák előfeszítésének változtatása a modul 4-es csatlakozójára adott, változtatható pozitív polaritású feszültséggel történik.

A vevő-keverő szintén térvezérelésű tranzisztor, ennek gate-jére vezetjük a felerősített vételi jelet, az S elektróda pedig a VEX jelt kapja a TS 73/C panelről, egyfokozatú apertikus erősítés után. A keverő source elektródáján mérhető nagyfrekvenciás feszültség $0,9 - 1 V_{eff}$. A keverő kimenetén 9 MHz-re behangolt rezgőkör található, kicsatoló tekercsrel. Ha ezek valamit használunk, a nagy tekercsajóság miatt célszerű az L_1 inuktivitással párhuzamosan egy 5-6 kohmos ellenállást kötni, ezzel biztosítva a szükséges nagyobb szélességet.

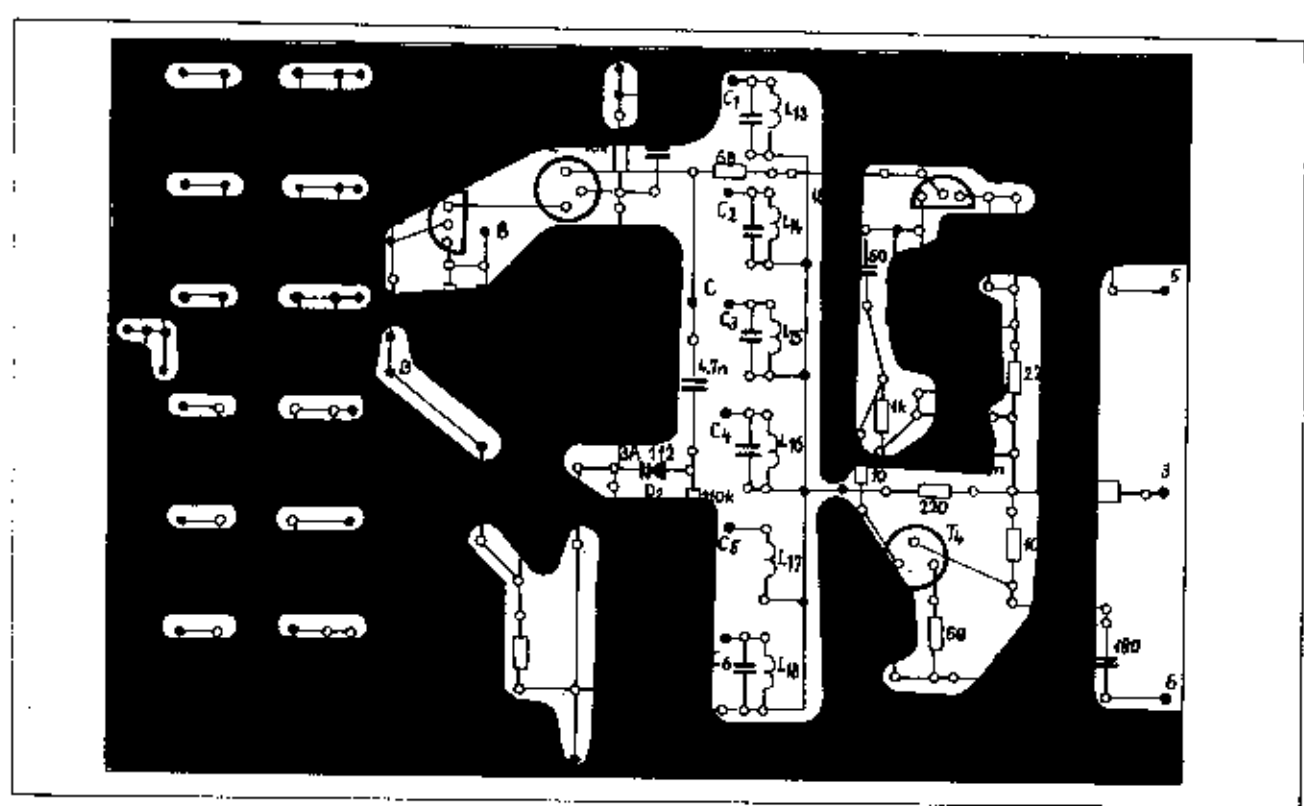
A 9.49. ábrán a „D” modul elrendo-



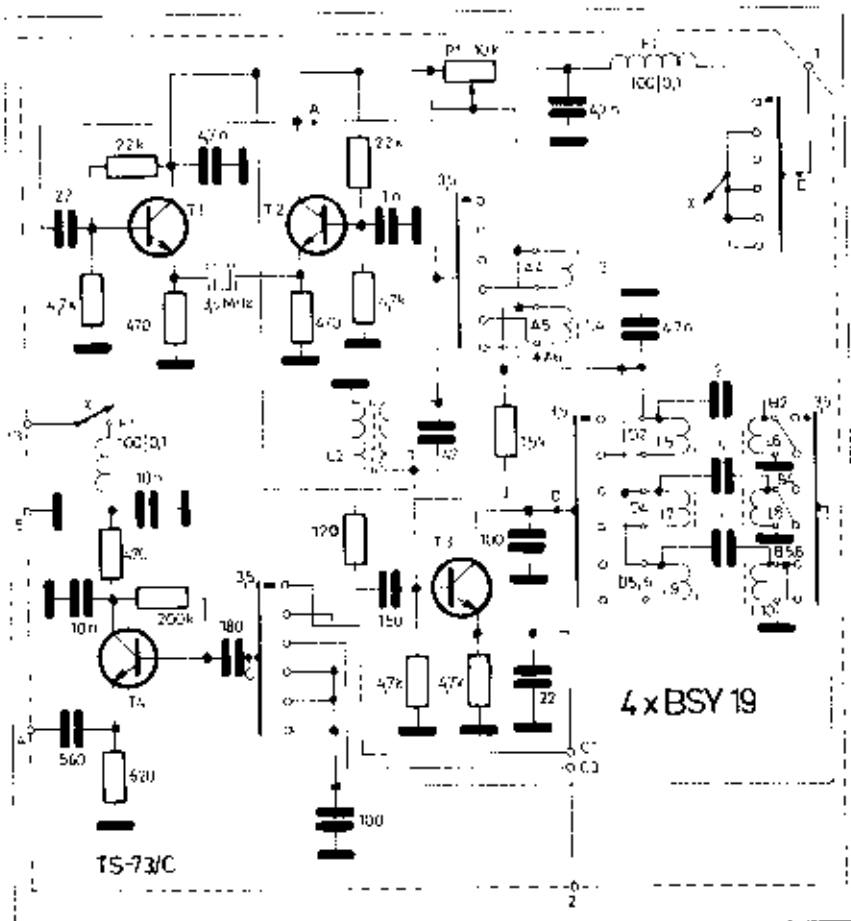
9.50. ábra. A TS-73/E egység kapcsolási rajza



9.48. ábra. A TS-73/D egység kapcsolási rajza



9.49. ábra. A TS-73/D egység elrendezési rajza



9.46. ábra. A TS-73/C egység kapcsolási rajza

tályfrekvenciák van, ezt az L_1 választja ki, majd a keverőtranszisztor a VFO jelével ebből 19 – 19,5 MHz sávot állít elő, melyet $L_2 - L_{10}$ szűr. A keverés egyenlete:

$$28 - 19 = 9$$

$$28,5 - 19,5 = 9$$

És ehhez 5,5 – 5 MHz-es VFO-frekvencia tartozik. Mivel ezen a sávon 28,7

MHz-on is üzemel sok állomás, így a VFO 4,8 MHz-ig hangolható Jafelé, ugyanakkor a sávszűrő a 19,8 MHz-et is még átviszi, így ezen a frekvencián 28 – 28,7 MHz között tudunk üzemelni.

Mivel a felhang-oszeillátorok tulajdonsága alapján minél magasabb felhangon üzemelünk, annál instabilabb a keltett rezgés, így természetesen számolnunk kell bizonyos stabilitás-romlással a magasabb frekvenciákon. Ez azonban nem olyan nagy, mely indokoltá tenné azt, hogy egy magasabb frekvenciájú külön kristályt használjunk. A Putter-oszeillátornak külön előnye a jó rezgőleépesség mellett még az, hogy a kvarcok kis ellenállások között üzemelnek (relatíván kicsi emitterellenállások), így a stabilitás is javul.

A 19 MHz-es keverési frekvencia azonban nemcsak a 28 MHz lekeverésére alkalmas, hanem

$$19 - 10 = 9$$

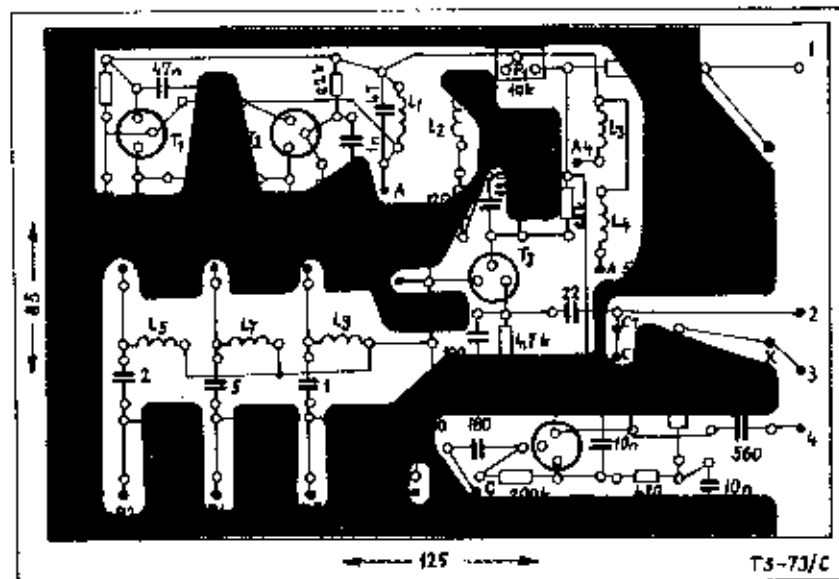
keverési egyenlet alapján a 10 MHz-ére is. (Rossz előszelektív esetén az zavartatja is a 28 MHz-es vételt!) Ha tehát az előkörök 10 MHz-re vannak hangolva, akkor vehetjük az etalon-frekvenciát sugárzó adókat 10 000 kHz-en. Ezt pedig hitelesítési célra felhasználhatjuk. Mivel a 10 MHz már nagyon közel van a 9 MHz-es KF-frekvenciához, így az előköröket nagyon szelektívra kell elkészíteni, hogy KF-áthallás ne legyen. Mivel egyetlen frekvencia biztos vételéről van szó, így ez könnyen megvalósítható nagy jóságú körcikkkel.

A lefektáskól látható, hogy egyetlen kristály segítségével 5 + 1 frekvencia vétele vált lehetővé, kielégítő – annál-tör viszonyok közt – jól használható módon.

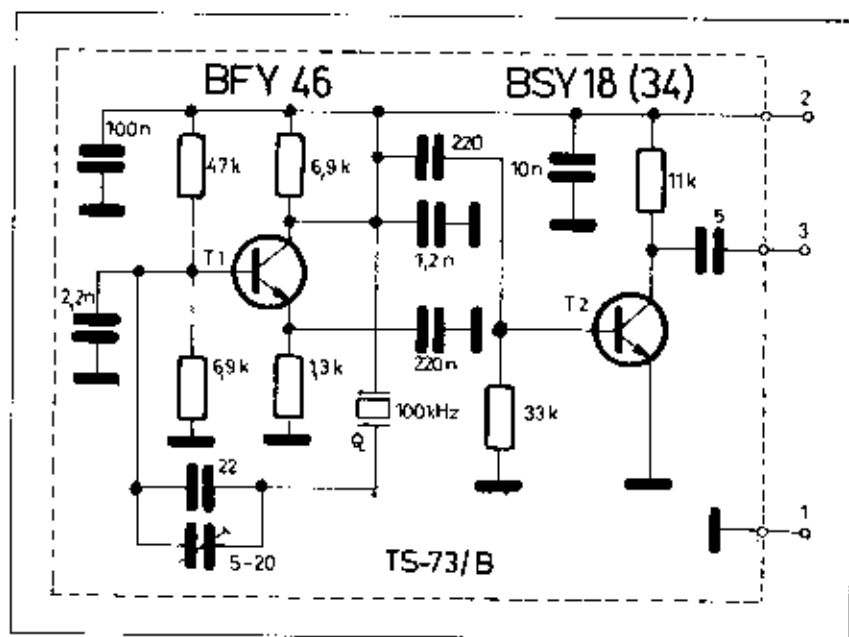
Az $L_1 - L_{10}$ sávszűrők tekerei külön burában helyezkednek el és csak a kapacitív csatolás biztosít csatolást a rezgőkörök között. A teljes kapcsolási rajz a 9.46. ábrán látható. Az egyes fokozatok közötti galvanikus csatlakoztatására a KÖPÖRC által gyártott és forgalomba hozott 100/0,1 jelű csúsi ferritmagos fojtótekereket használtuk. A „C” modul elrendezési rajza a 9.47. ábrán látható. A kristályoszeillátor jelét a P₁ jelű potenciométerrel tudjuk optimális nagyságra állítani. Nagy jel esetén ugyanis a T₁ keverő túl vezérlődik, kellően nagy mellékfrekvenciák keletkezhetnek, mely intermodulációs fűttyőket ad a vételben. A T₁ bázisán mérhető nagyfrekvencia 1/4 – 1/6-e a legyen a VFO feszültségének. Csővoltmérővel ez ellenőrzendő a beállítás során. A nyomtatott áramkői rajzon feltüntetett „I” jelű kivétel csak mérési célt szolgált a mintapéldányon, az bekötve seholva sincs.

Behangolási utasítás

P₁ potenciométerrel maximális feszültséget biztosítva az oszeillátornak, az L_1 tekercs vasmagját csavarva 10,5 MHz-re hangolt vevővel (esetleg GDO) figyeljük a rezgés beindulását. A ves-



9.47. ábra. A TS-73/C egység elrendezési rajza



9.44. ábra. A TS-73/B egység kapcsolási rajza

szakonként a kvarckalibrátor pontos beállítása. Reálunk a vevővel, illetve berendezésünkkel a 10 MHz-re, és az üzemmód-kapcsolót AM-állásba állítva bekapcsoljuk a TS 72/B panelt, tehát a kvarckalibrátort. Ennek a jele jelentkezik 10 MHz-en is, interjúlva az etalon-frekvenciával. Az előbb említett kapacitással firtymélypontot kell beállítani és ezzel a hitelesítő „hitelesítés” kész.

A közeli berendezés egyik előnye az, hogy még a kvarckalibrátort is ellenőrizni lehet még hitelesebb (vett) frekvencia segítségével. És mindehhez – mint később látni fogjuk – még külön keverő-kristályra sincs szükség a vevőrésben.

A kalibrátor NYÁK (nyomatott áramkört) rajza a 9.45. ábrán látható. A hitelesítő kristály – helyprobléma miatt – nem áll, hanem fekvő helyzetben lett szerelve. A T₁ tranzisztor kollektoráról már olyan torzított, keskeny impulzussorozatot vehetünk le,

mely elegendő felharmonikus-tartalommal rendelkezik ahhoz, hogy 30 MHz-ig jól hallható legyen. A nagyfrekvencia a 3. ponton jut ki, kisértékű kapacitáson keresztül a vevőrés előerősítő fokozatára. A kalibrátor kikapcsolása a tápfeszültség megszüntetésével történik.

3. Felharmonikus kristályoszillátor és keverőegység (TS-73/C)

Berendezésünk 9 MHz-es kristályszűrővel készült, így egyetlen középfrekvenciája van: 9 MHz. A 3,5 MHz, valamint a 14 MHz vételi frekvenciáknak erre a középfrekvenciára történő lekeveréséhez az előzőekben már ismertetett „A” panel elegendő lenne, de a többi amatőrfrekvenciák vételéhez más oszcillátorfrekvencia szükséges. Ezt úgy érjük el, hogy a VFO-jelét egy kristályoszillátor jelével összekeverve – VEX-megoldással – keve-

rőssel állítjuk elő a szükséges oszcillátor-frekvenciákat.

Esetünkben a kristályoszillátor egy, a T₁ és T₂ tranzisztorokból álló Butler felhang-oszcillátor, az emitterek között 3500 kHz-es kristállyal. A kristályt 3. felharmonikusán rezegtetve 10,5 MHz kristályfrekvencia kapható, melyre az L₁ indukтивitás egy 47 pF-os kapacitással le is lett hangolva. A 10,5 MHz az L₁ segítségével a T₁ keverőtranzisztor bázisára kerül, ugyanennek a tranzisztornak az emitterére adjunk az 6 MHz-es VFO-jelét. Összegző keveréssel 5,5 – 10,5 = 16 MHz kikevert frekvencia keletkezik, melyet az L₂ és L₃ tekercsekkel és a hozzá tartozó 100 – 100 pF kapacitásokból összeállított sávszűrőre engedjük. A sávszűrő után emitterkövető biztosítja a kis impedanciájú kimenetet. Az így előállított 16 MHz a 7 MHz-es üzemre lesz jó, a következő keverési formula alapján

$$10 \cdot 7 = 9 \text{ MHz}$$

$$16,2 - 7,2 = 9 \text{ MHz}$$

Mivel a keverési frekvenciát összegzéssel állítjuk elő, így a VFO frekvenciáját ahhoz, hogy 7000 kHz-től 7160 kHz-ig üzemelhessünk, 6500 kHz-től 5660 kHz-ig kell változtatni. Ugyanakkor – mivel a keverés úgy történik, hogy a vett frekvenciát kivonjuk az oszcillátor frekvenciájából – az oldalsávviszony fordított lesz. Ezt az oldalsávvalto állításánál figyelembe kell venni.

A 3,5 MHz-es és a 14 MHz-es üzem esetén a „C” ponthoz csatlakozó tárcsis kapcsoló a VFO-jelét közvetlenül az emitterkövetőre csatlakoztatja. Mint ahogy később látni fogjuk, erre az emitterkövetőre nem is lenne szükség, mivel még utána erősítünk is, de a kábelvezési kapacitás (árnyékolt útvezetés) kívánatosá tette a kisebb impedanciás kimenetet.

21 MHz esetén a felhang-oszcillátor kristály a 5. felhangon rezeg: 17,5 MHz közelében. Az oszcillátornak erre a frekvenciára történő áthangolása az L₁ tekercs párhuzamos csatlakoztatásával történik. A T₁ keverőtranzisztor kollektor körében levő L₂ – L₃ szűrő 12 – 12,5 MHz sáv átérésztésére lett készítve. A VFO-frekvencia 5,5 – 6 MHz, ezen sávon belül.

A keverési egyenlet

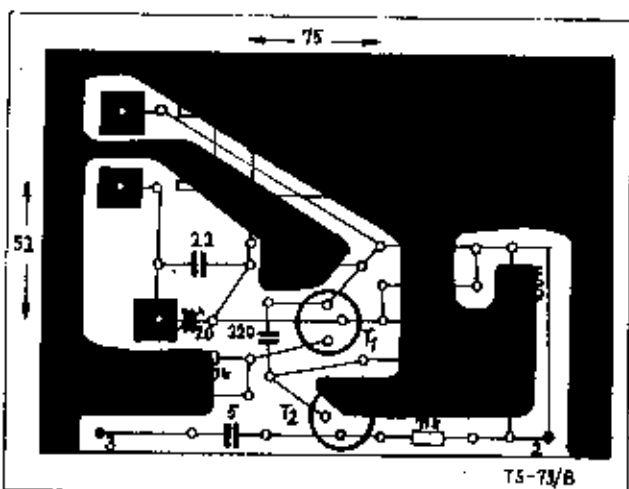
$$21 - 12 = 9$$

$$21,5 - 12,5 = 9$$

Tehát itt az oldalsáv változatlan, mivel a vételi frekvenciából vonjuk ki az alacsonyabb oszcillátor-frekvenciát.

Az EMC által gyártott 3510 3550 kHz közötti kristályok nagyon alkalmasak céljainknak, mivel ezek még a 7. felhangon is jól rezegnek az ismeretelt kapcsolásban; ugyanígy megfelelnek a TESLA és Zeiss-kvarcok is. Silányabb minőségű kristályok nem használhatók céljainkra. A mintaberendezésben EMC 3510 kHz-es kristály üzemel.

Viaszterve a keveréshez, 28 MHz-en a 7. felhang alapján 24,5 MHz kris-



9.45. ábra. A TS-73/B egység elrendezési rajza

TS-73 amatőr adó-vevő készülék

Hídvégi Tibor okt. vill. mérnök HA 5 88

Egyik jól bevált SSH adó-vevő volt a TS-73. Ennek leírását közöljük, néhány gyakorlati tanácsal.

A készülék műszaki adatai:

Kimenő teljesítmény: 100 W PEP

Vevő érzékenysége: 1 μ V alatt (10 dB jel/zaj)

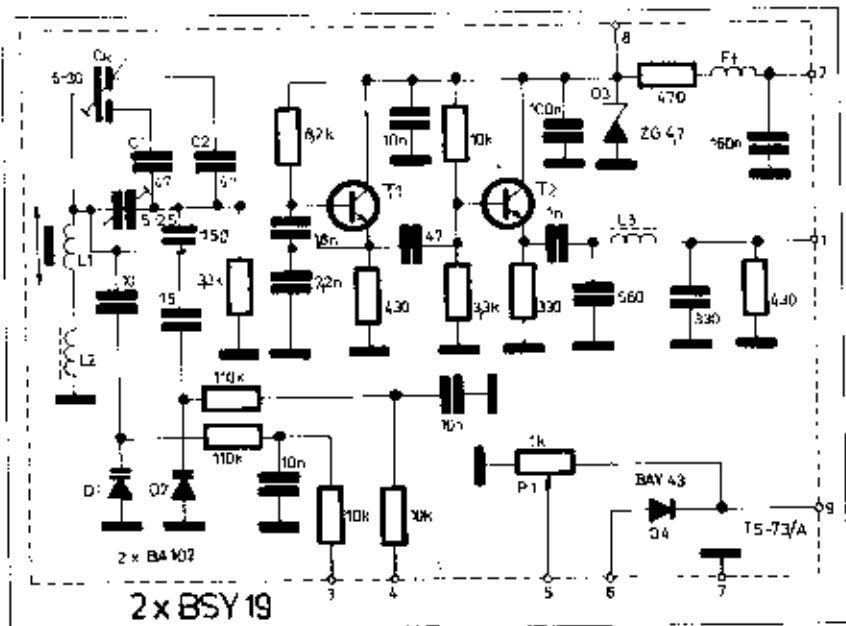
Hangfrekvenciás kimenő teljesítmény: 0,3 W

1. A változtatható frekvenciájú oszcillátor-egység (TS-73/A)

A VFO 4,8–5,7 MHz-ig hangolható, vasmaggal hangolt típusú Clapp-oszcillátor. A hőkompenzálást a 9.42. ábrán látható módon a C_k differenciálkondenzátorral valósítjuk meg egy ponton. A C_1 negatív TK-val, míg a C_2 pozitív TK-val rendelkezik. A differenciál-forgóval úgy állunk be, hogy a kívánt hőtényező érvényesüljön. Régi, jól bevált megoldás ez. A két BA 102 dióda, melyet az Egyesült Izzó is gyárt, elektronikus utánhangolást valósít meg. Egyrészt a vételállásban szükséges esetleg, hogy a vezérosszcillátor alhangolható legyen, másrészt az oszcillátor hiteles frekvenciára történő hangolását, hitelesítését is ilyen kapacitásdióda segítségével végezzük. Az „RX-vernier” kapcsolása az összehállítási rajzon látható, a VFO-modul a 4–5–6–9 pontjaira csatlakoztatjuk a hangoló potenciómétert és az átkapcsolót. A második BSY 18 tranzisztor emittorkövetőként üzemel és az amplitúdóban aluláteresztő szűrő biztosítja a szükséges felharmadik-nentes VFO-jelét. Külön, kisebb feszültségű Zener-dióda szolgáltatja (ZG 4,7) a tranzisztorok feszültségét.

A modul nyomtatott áramkörti rajza a 9.43. ábrán látható, ugyanitt feltüntetettük a beültetendő alkatrészeket is. Mivel ez lényegében beültetési rajként fogható fel, így felhívjuk a figyelmet arra, hogy az ismertetésben szereplő összes nyomtatott áramkörti rajz az alkatrész oldal felől nézet, tehát a fólia az ábra másik oldalára esik. Így egyszerű átmásolása nem vezet eredményre. A közölt rajzok tükörképét kell a fóliás oldalra felvinni.

A közölt elrendezésben az L_1 tekercs hangolása a rövidebb panel-oldal irányában történik, csavarorsóval mozgatót vasmag segítségével. Ha a tekercs-táblázatban megjelölt vasmagokat használjuk hangolásra és a csavarorsó menetemelkedése 0,5 mm, akkor egy fordulat kb. 50 kHz frekvenciaváltozásnak felel meg. A „Rádiótechnika Évkönyve 1972”-ben részletesen ismertettem a permeabilitással való hangolás módját, így itt ezt nem részletezem. Az L_2 és az 5–25 pF változtatható kapacitású légttrimmer állításával a lineáris hangolási szakaszt a kívánt frekvenciára kell állítani. Tá-



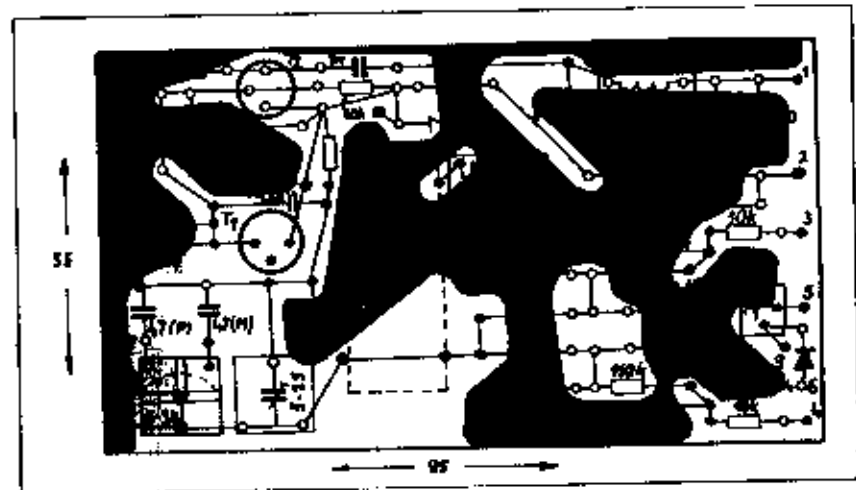
9.42. ábra. A TS-73/A egység kapcsolási rajza

jezoztatóul annyit jegyezzünk meg, hogy az L_1 induktivitásának növelésével (beesavart vasmag) az egy fordulatra eső frekvenciaváltozás csökken. Hitelesített frekvenciájú vevőkészüléken figyelve a VFO frekvenciaváltozásait, a két említett kezelőszerv segítségével a közel lineáris működés beállítható.

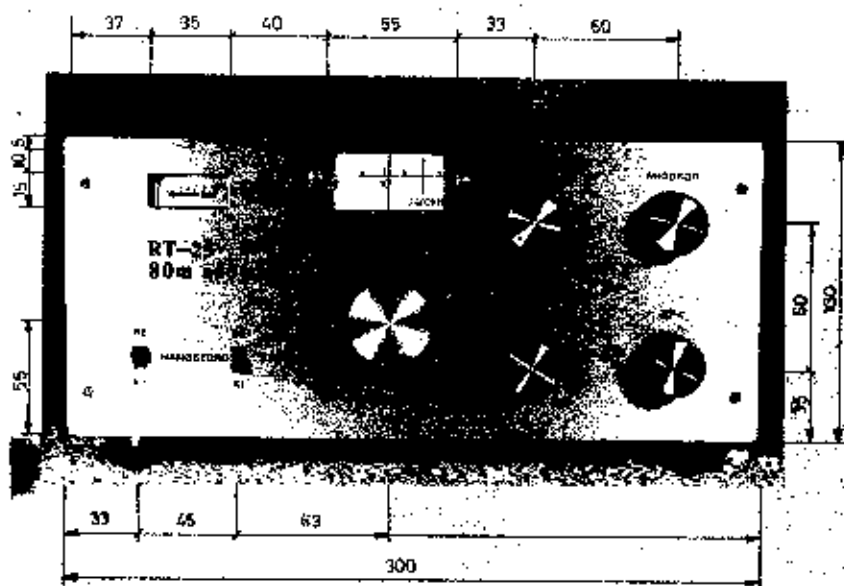
Természetesen aki a permeabilitással történő hangolástól idegenkedik, megépítheti a berendezést fix induktívításokkal is, ekkor a légttrimmer helyére körül a forgókondenzátor (kb. ugyanolyan értékben).

2. Hitelesítő oszcillátor (TS-73/B)

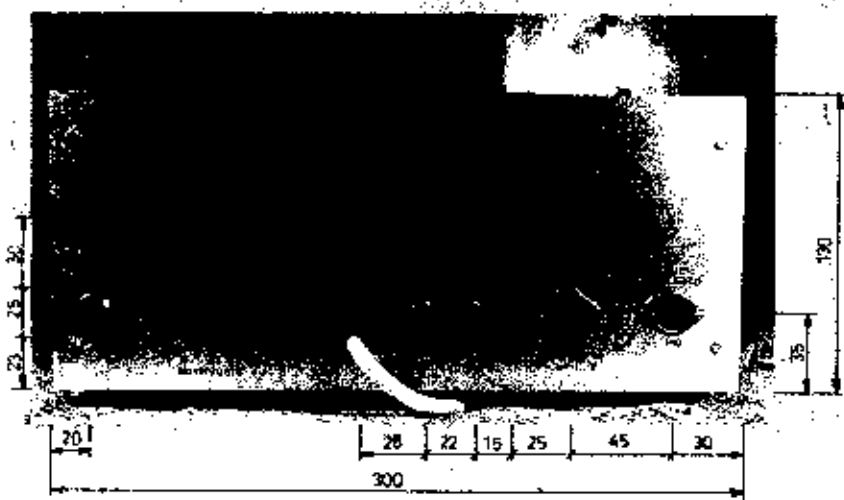
Az adó-vevő hitelesítését egy 100 kHz-es kristályoszcillátorral végezhetjük. Az elvi kapcsolási rajz a 9.44. ábrán látható. A T_1 tranzisztor kollektor-bázis körében nyert elhelyezését a hitelesítő kvarckristály. A pontos frekvenciabeállítás a kvarccal sorba kötött 20 pF végkapacitású trimmer-kondenzátorral történik. A berendezés vevő-része alkalmas arra, hogy a 10 MHz-es atalonsugárzást is venni tudjuk. Ezekkel az atalonfrekvenciát sugárzó adókkal (MSF, WWV stb.) történik idő-



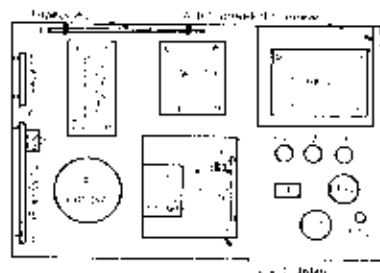
9.43. ábra. A TS-73/A egység elrendezési rajza



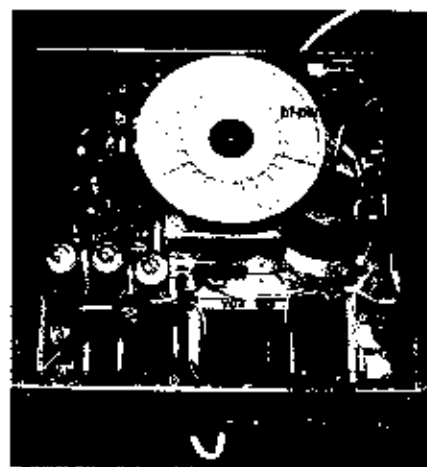
9.36. ábra. Az utó-vevő előlapjának mechanikus méretei



9.37. ábra. Az utó-vevő előlapjának mechanikus méretei

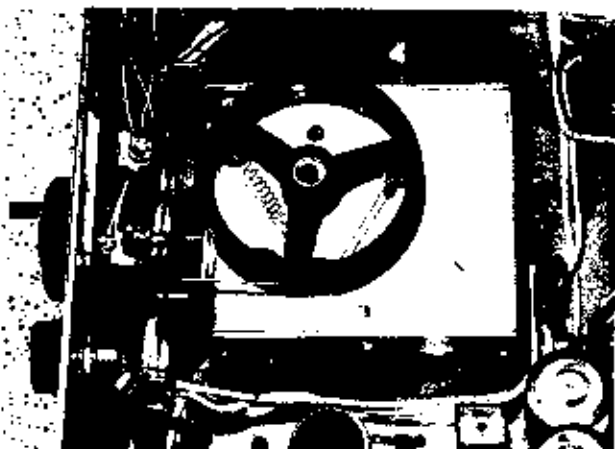


9.38. ábra. A panelek elhelyezkedése a szerelőlapon

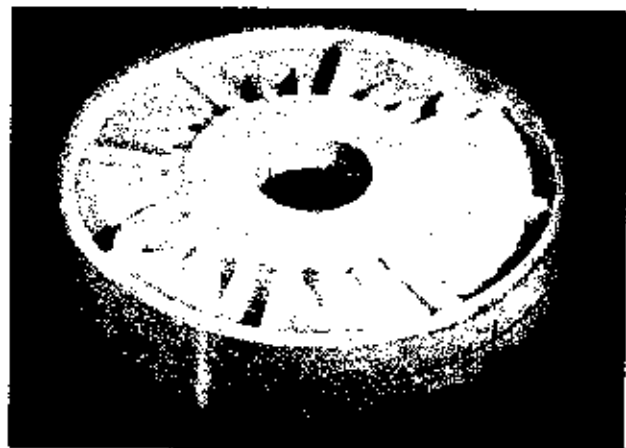


9.39. ábra

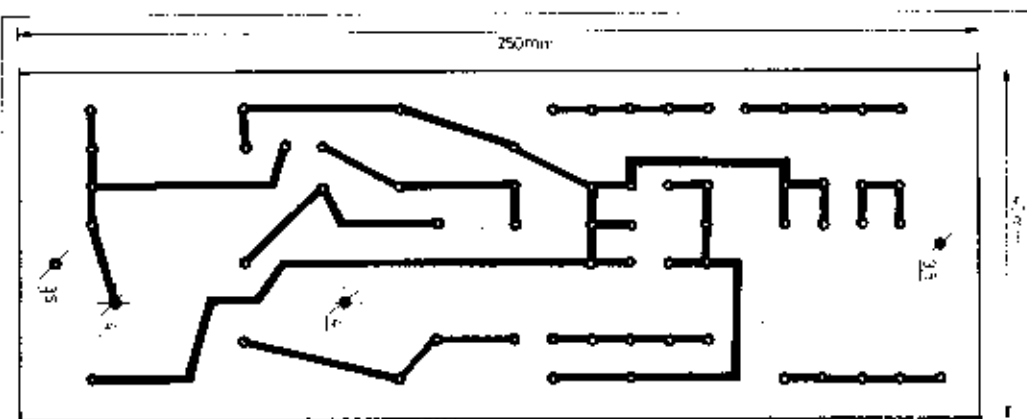
A vízszintesen elhelyezkedő dobot két zsinórvezető görög segítségével a VFO dobozra csavarozott potenciométer tengelyének forgatásával hozzuk mozgásba, a dobon illetve a potenciométer tengelyén áthurkolt skálazsinór segítségével. Az áttétel nagyságát a zsinórt tartó dob, valamint a potenciométer-tengely átmérőjének aránya határozza meg. A VFO doboz mechanikájáról készített fénykép a 9.40. ábrán, a skáladob fényképe a 9.41. ábrán látható.



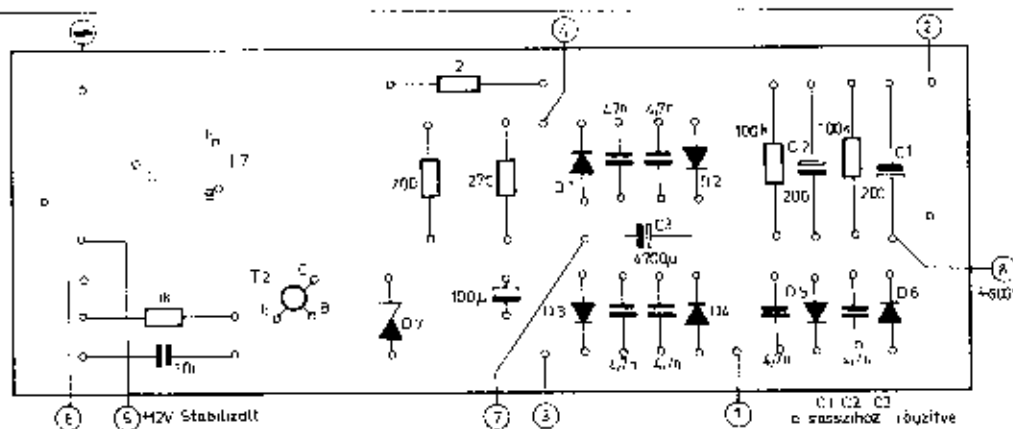
9.40. ábra. A VFO dobozának fényképe



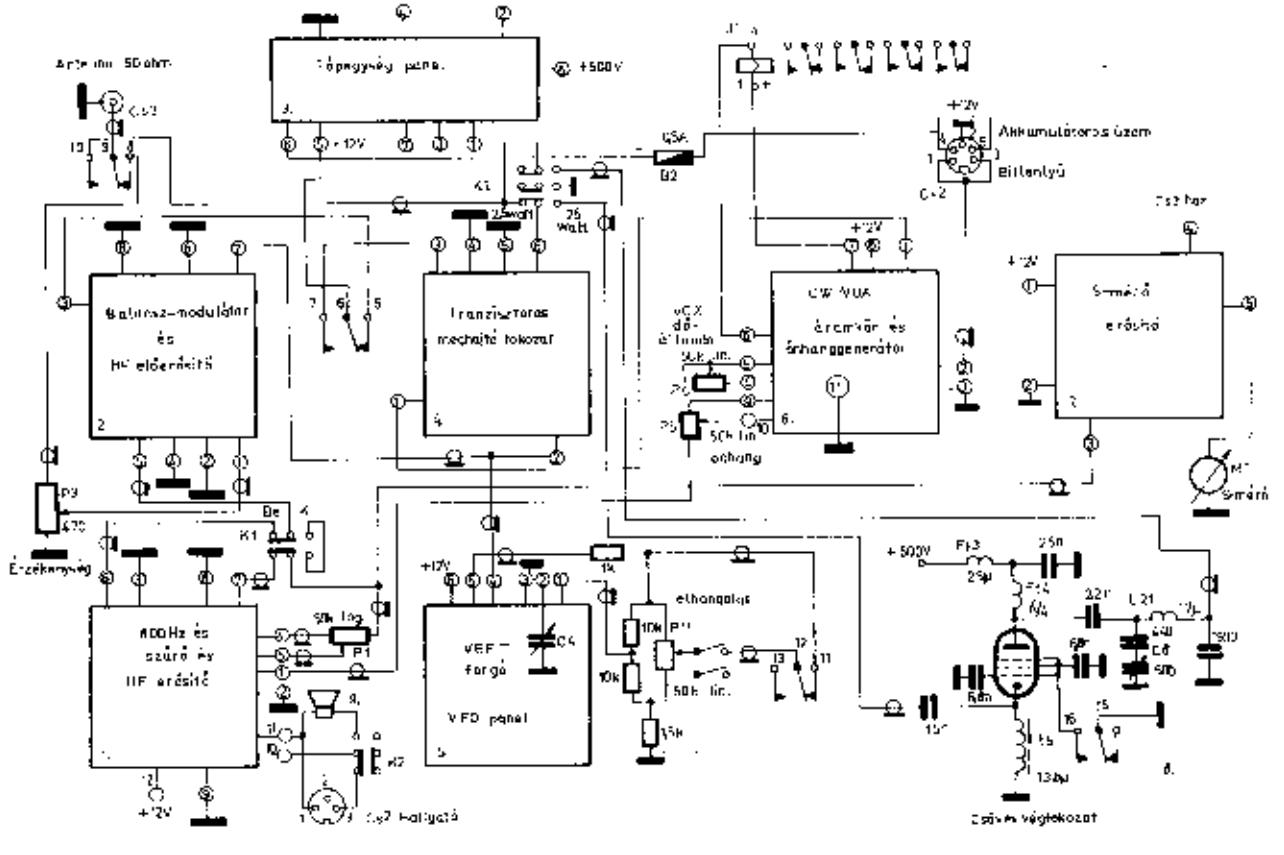
9.41. ábra. A skáladob fényképe



9.33. ábra. A tápegység nyomtatott áramkörös rajza



9.34. ábra. A tápegység alkatrészbeültetési rajza



9.35. ábra. A csöves végfokozat és a panelek összekapcsolásának rajza

TILATEX falfestékekkel gyerekszobáikat a festés

Beszerezhető:

a TVK mintaboltokban

Budapest V., Pálvax köz 2—4.

Miskolc, Petneházy utca 6.

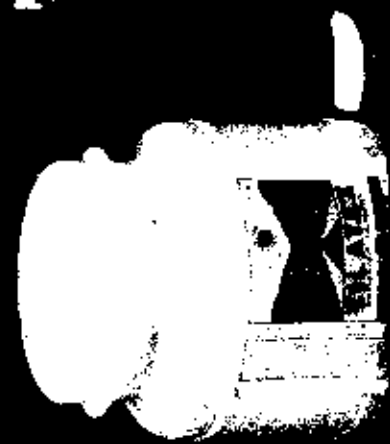
Pécs, Kossuth Lajos utca 47.

és a szaküzletekben.

Szaktanácsadás:

TVK Vevőszolgálat

Budapest V., Pálvax köz 2—4.



**Gépjárművek hűtőberendezéseinek
rozsdásodása ellen**

Terofix Super



Tiszai Vegyi Kombínát

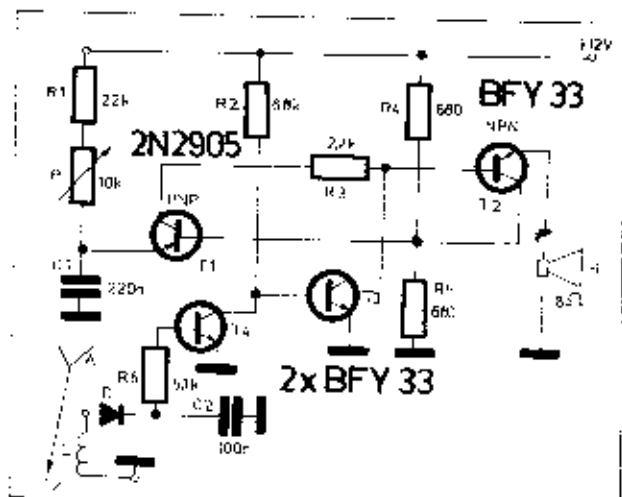


Beszerezhető:

*a TVK mintaboltokban
Budapest V., Pilyák köz 2-4
Miskolc, Petneházy utca 6.
Pécs, Kossuth Lajos utca 6.
és a szaküzletekben.*

Szaktanácsadás:

*TVK Yevőszolgálat
Budapest V., Pilyák köz 2-4*



10.30. ábra. Távíró-monitor. Az adóberendezés nagyfrekvenciás jele egyenirányítás után stabil multivibrátort indít

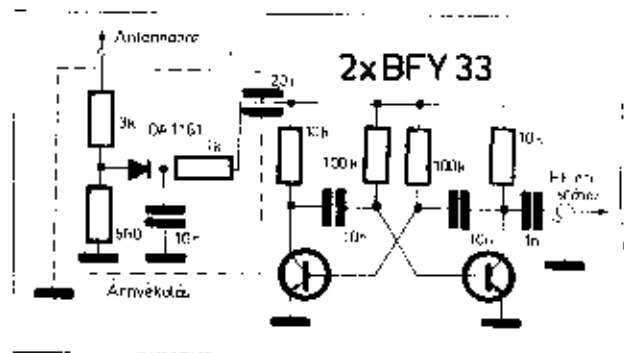
zisztor, következésképpen lezár a T₁ és beindul a hangfrekvenciás generátor, melynek hangja a H hangszóróban hallható.

Mindaddig, amíg a billentyűt lenyomjuk, a hanggenerátor működik, tehát adásunk ritmusát figyelemmel

kísérhetjük. A kis berendezés segítségével azt is figyelhetjük, hogy elegendő energiát megy-e ki az antennára. A működő teleres és az antennakábel távolságát úgy állítjuk be, hogy normális antennaenergiát mellett monitorunk éppen megszólaljon. Csökkenő

output esetén a monitor hangjának elnémulása figyelmeztet a hibára.

Hasonló távíró-monitort láthatunk a 10.31. ábrán. Itt az stabil multivibrátor működéséhez szükséges tápfeszültséget az antennajel egyenirányításával nyorjuk.



10.31. ábra. Távíró-monitor, melynél az antenna nagyfrekvenciás jele adja az stabil multivibrátor működéséhez szükséges feszültséget. Az ábrán szereplő alkatrészekkel 500 Hz környékén rezeg a multivibrátor

vonások adásakor kapcsolódik be, ismét osztva a frekvenciát. A két billenőkör Q-kimenete egy NOR-kapura csatlakozik, mely vonás adásánál összegyűjti a két flip-flop kimenő impulzusait és így lesz a vonás háromszor olyan hosszú, mint a pont (10.27. ábra). Invertálás után a T₁ tranzisztor kap vezérlést, mely billentyűző relé segítségével vezérli az adókészüléket.

A gyorsbillentyű nyelvével akár pont, akár vonás irányába mozdítjuk, az óragenerátor beindul, működésbe hozva a billenőkört. Vonás irányban azonban az előzőleg lebillent második flip-flop is beindul, a D₁ dióda katódján az összegzett jel jelenik meg. Pont adásánál csak a felső billenőkör működik. Mivel az SN 7402-ben négy NOR-kapu van, az előbb említett összegzésen kívül az T₁ lezárására és a második flip-flop leállítására is ilyen kapukat használunk fel.

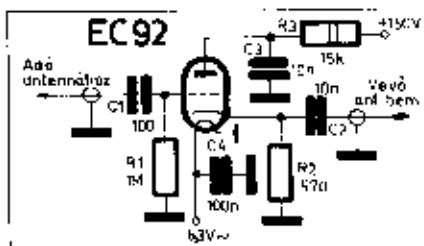
Tápfeszültségként bármilyen, stabilizált 5 V-os és 80–100 mA áramot szolgáltató típus megfelel. Nagyobb feszültséget az integrált áramkörök miatt nem alkalmazhatunk.

Az ismertetett elektronikus billentyű már komoly távírómmunkát tesz lehetővé. Nagy előnye, hogy a jelek hossza nem függ az óragenerátor impulzusainak időeltolási tényezőjétől (a flip-flop mindig azonos éle billen). Vigyázni kell azonban, hogy nagyfrekvenciás jel ne jusson a félvezetőkre. Az egész billentyű jól árnyékolat dobozban kell elhelyezni, és a tápfeszültséget is alaposan szűrjük nagyfrekvenciásan. A billentyűző relé vezetékékként előszerű koaxiális kábelt használni.

Automatikus elektronikus adás-vétel antenna-átkapcsolók

Azonos antennát használva adásra és vételre, elektronikusan is megoldható az átkapcsolás az adóról a vevőre.

A legegyszerűbb változatot a 10.28. ábra mutatja. Vétel alatt a trióda, mint katódkövető biztosítja a vevő bemenetére az antennajelét. Ha az adókészülék sugározni kezd, a C₁-en keresztül nagyfrekvencia körül a cső rácására,



10.28. ábra. Elektronikus antenna-átkapcsoló elektronikusával. A nagyfrekvenciás hatásmatra lezár a cső és leválasztja a vevő antennabemenetét a közös antennáról

a nagyórtékú R₂ a rácáráram hatására lezáró előfeszültséget ad a csőnek, a vevő bemenetén csak igen kis jel jelenik meg az órn sugárzásánál. R₂ értéke csőtípustól függően változhat 300 ohm – 1 kohm értékek között. C₂ csak a nagyfrekvenciás jel csatolását végzi, C₃ pedig az anódot hűlegíti nagyfrekvenciásan.

Mivel az ismertetett átkapcsoló rácárárammal üzemel, így sok felhármonikus termelődik, mely TV-zavarokat okozhat! Sokan éppen ezért nem kedvelik a hasonló megoldásokat, inkább megelégszenek a lassabban működő jelfogó áramkörökkel. Alapos árnyékolással azonban minimálisan csökkenthető a TVI. Az egész átkapcsolót jól zárt dobozba helyezzük és a nagyfrekvencia be- és kivezetését koaxiális kábellel végesszük. A fűtőfeszültséget hűlegítésről se feledkezzünk meg, itt is nagy zavarok jöhetnek ki és mehetnek a hálózat felé, mely a TV-készülékekhez közvetlenül vezet azokat!

A 10.29. ábrán W8EUJ által készített, jól bevált áramkör látható. A katód trióda első fele földelésű erősítőként üzemel, a rácásköri 10 nF és 1 Mohm ellenállás adás alatt lezárja a csövet. A második trióda katódkövető

illesztő és a rácásköri segít a nagyfrekvenciás távítottatásban a vevő bemenetéről.

Mivel ez is rácárárammal üzemel, az előzőekben említett árnyékolási szempontok betartása itt is fontos! Az elektroncső fűtőkörébe az úbra alján látható, bifiláris főtűt kell használnunk (15 mm átmérőn 30–50 menet, 0,5 mm-es CuZ huzalból). A vevő süketítését a P potenciómóterrel levett és a D dióda át a vevő AGC-pontjára vezetett negatív feszültséggel biztosítjuk. A C kapacitása nagysága a feledés idejét szabja meg.

Távírójelek figyelése adó-vevő típusú berendezéseknél

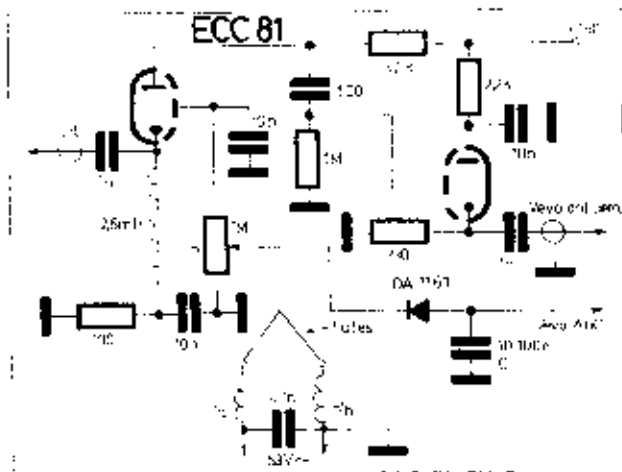
A távírójeleket külön vevő használata esetén könnyen megfigyelhetjük lecsavart érzékenységgel mellett. Meg kell mondani, hogy a jelek figyelésénél ez a módja az igazi, mert úgy halljuk a jeleinket, ahogy azt az ellenállomás veszi.

Adó-vevőknél, ahol közös áramkörök szolgálnak vételre és adásra is, ez a módszer nem követhető. A jelek ritmikus adásához mégis szükség van utolsó ellenőrzésre. Ez leggyakrabban a 10.30. ábrán vázolt adapterrel valóítható meg. A T₁ és T₂ komplementer tranzisztoros hanggenerátoroként működik. A hangmagasság a P segítségével állítható a kívánt 800–1000 Hz értékre.

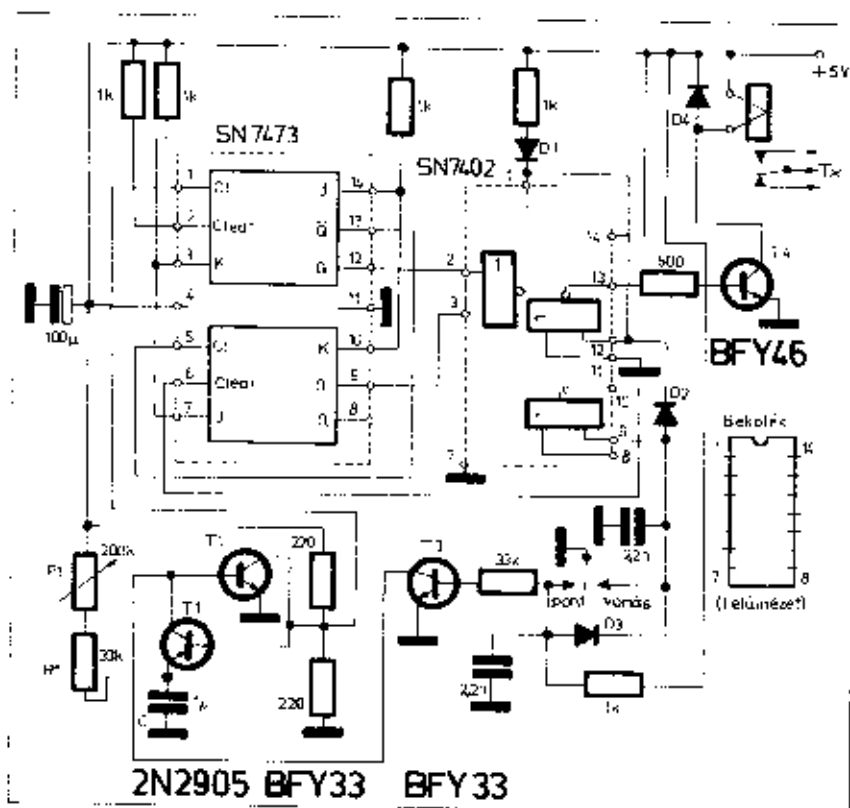
A T₂ tranzisztor, mivel R₂ segítségével nyitó bázisfeszültséget kap, a T₁ bázisát sőtőtli a föld felé, tehát adás-szünetben a rezgések nem indulhatnak meg. Az antennakábeltől képzett hurok közelébe helyezett L tekercs (melynek adatai: 40 mm átmérőn 10 menet 1 mm-es PVC szigetelésű huzalból) adás esetén nagyfrekvenciás feszültséget ad az OA 1161 (D) diódára és a C₂ feltöltődik. Kinyit a T₁ tran-



10.27. ábra. Az elektronikus billentyű jellegzetes jelalakjai



10.29. ábra. Elektronikus adás-vétel átkapcsoló vevő-süketítéssel és antenna-leválasztással. A süketítést a P potenciómóterrel állítjuk be. A jól árnyékolat kivétel fontos követelmény



10.26. ábra. Egyszerű elektronikus billentyű integrált áramkörrel. A jelek gyorsasága egy kezelő szerv segítségével (P_1) szabályozható

Ezután az oszcilloszkóp vízszintes eltérítést adó fűrészfrequenciát (a legalsó nyabb értékről indulva) beállítjuk olyan értékre, hogy a képernyőn 1-2 jel álljon. Ezzel a módszerrel jól megfigyelhetők a fel- és lefutási tranziensek, utánosengések stb. A billentyűzár áramkör beállítása kényelmesen elvégezhető az oszcilloszkópon figyelt ábra segítségével.

A „csipogás” legegyszerűbben úgy ellenőrizhető, hogy a vevőkészülék antennáját levéve, annak helyére rövid huzaldarabot téve, az érzékenységet annyira lecsavarjuk, hogy udónk jele S6 hangerővel hallható legyen. Ha az oszcillátor frekvenciája változik a billentyűzés következtében, a hangfrekvenciás jel frekvenciája is változik a fejhallgatásban.

A „klikk” megállapítása már nehezebb. Ha van oszcilloszkópunk, akkor a leírt módon ellenőrizni kell a jelalakot; a fel- és lefutó éleket megfelelő időállandók alkalmazásával tompítani kell. Ennek biztosítása eleve megszünteti a zavarokat.

Saját vevővel nehéz a „klikk” megállapítása, mert a nagy téroró miatt a nagy érzékenységű vevő bemenő fokozata is termelhet zajt. Legjobb, ha nem túl távol levő partnerünket kérjük meg arra, hogy adásunk alatt az adási frekvencia környezetében vizsgálja meg a sávot, nincs-e kopogás. A rossz adó többszáz (!) kHz távolságban is erős kopogást okoz a sávban!

Elektronikus billentyűk

A nagyobb adási sebesség közösleges billentyűvel fáradságos. A könnyebb kezelés érdekében többféle fél-automatikus és automatikus billentyűkonstrukciók születtek. Történeti sorrendben a mechanikus megoldásokat erőltethetjük, mint a „Duplex” és a „Vibroplex” billentyűt. Míg az előnél a kezelőnek kellett gondoskodni a pontok és a vonások megfelelő hosszúságú leadásáról, és a segítséget csupán az volt, hogy a pontok egymástánióságát könnyebb volt biztosítani a „vibró” a pontokat automatikusan adta egy rezgőnyelv segítségével. A vonásokat itt is kézzel kellett biztosítani. Mindkét mechanikus billentyű előnye, hogy a készülék kezelője kezét az asztalon pihentetheti, hiszen a pontok és a vonások adása a billentyű karjának vízszintes elmozdításával történik, ellentétben a „normális” billentyűvel, ahol az egész kézfej a levegőben van és függőleges mozgást végez.

A 10.24. ábrán olyan elektronikus megoldás látható, mely a pontokat és a vonásokat is automatikusan adja.

A T_1 tranzisztor báziskörében levő C_1 kapacitás feltöltődik akkor, ha a mozgó nyelvet a „pont” jelzésű szelő helyzetbe húzzuk. A feltöltődés idejét az 5 kohm és a 20 kohmos potencióméter eredő ellenállása szabja meg. Ez adja a szünet-arányt. A kapacitás a T_1 bázis-emitter diódáján át a körbe iktatott 10 kohmos ellenállás és 10

kohmos potencióméter eredő ellenállásán át sül ki, közben kinyitva a tranzisztort, mely meghúzza az érzékeny relét. A behúzás pillanatában a K morze-érintkező nyugalmi érintkezője bont, megszűnik a C_1 feltöltése. A relé behúzva tart mindaddig, amíg a C_1 -ről elegendő áram folyik a tranzisztor bázisába. Utána a relé elenged, a K érintkező újra töltést ad a C_1 -nek – és így ismétlődik tovább. Vonás adásánál a T_1 áramkörében ugyanez történik, de a vonások átmenének megfelelően lassabban.

A kimeneten kapcsoló tranzisztort alkalmaztunk, de más billentyűzöld megoldás is elképzelhető.

A pontok és vonások gyorsasága külön-külön állítható, így mindenki egyéni ízlése szerint állíthatja be. Pontos, hogy a relé érzékeny, gyors működésű típus – lehetőleg polarizált – legyen!

A billentyű nyelvéhez tartozó érintkezőket úgy kössük be, hogy a vonásokat *balra* tolva kapjuk.

Az ismertetett primitív elektronikus billentyűnél jobb a blocking-oszcillátorral működő, fűrészfeszültséggel vezérelt típusok.

A 10.25. ábra egy szintén tranzisztoros megoldást mutat. A T_1 tranzisztor blocking-fűrészgenerátorként működik. A szükséges pozitív visszacsatolást a T_2 tranzisztormattal valósítjuk meg. Adatái: 2cm-es szállósímos vasmagon 2×600 menet, 0,12 mm-es CuZ huzalból.

A fűrész ismétlődési frekvenciáját a bázisköri $10 \mu F$ -os kapacitása és lényegében a P_1 értéke szabja meg. A jelek gyorsaságát tehát ezzel szabályozzuk. A P_1 segítségével a fűrész amplitúdóját szabályozhatjuk, pontok adásakor kisebb fűrész-amplitúdó szükséges. A P_2 beállításával a pont-vonás arányt állíthatjuk ha a kívánt 1:3 értékre, vagy ilyes szerint más arányra. (Ismeretes, hogy DX-munkánál jó, ha a vonások a szabványosnál egy kicsit hosszabbak.)

A T_2 relé-meghajtó tranzisztor, melynek báziskörében a relét meghúzó bázisköri feszültség szintje szabályozható a P_3 segítségével. A jelek közötti szünet optimális beállítására szolgál.

Integrált áramkörökkel ma már nagyon pontosan működő „működő” billentyűket építenek. A bennük levő memória biztosítja, hogy ne lehessen a vonásokat „elkapkodni”, és a beállított ritmust is biztosítja kisebb kezelői időeltérések esetén. Ezek szakirodalomból megépíthetők. Ezen a helyen egy egyszerű IC-s billentyűt ismertetünk.

A 10.26. ábrát figyelve kövessük végig működését. A T_1 – T_2 tranzisztorok alkotják az óragerátort (UJT-pótló kapcsolás), melynek frekvenciáját a P_1 – R_1 és C időállandója szabja meg. A billentyűzés sebességét a P_2 segítségével állítjuk be. A T_2 a rezgések leállítását végzi. Az impulzusok egy J – K flip-flopra kerülnek – kimenetén az óragerátor frekvenciájának a fele jelentkezik. A másik flip-flop a

az érzékenység nagyon lecsökken. A saját jel erőssége a P_1 -vel szabályozható. A pozitív anódcsatlóságra kapcsolott 50 kohm-os 2 W-os ellenállás a hatásosabb szabályozás célját szolgálja.

Vétel állásban (felengedett billentyű) előbb megszüntük az adó sugárzása, majd a billentyű hátsó érintkezőjéről záródik a relé áramköre, ez behűz, bontja a bemeneti antenna földelését, majd földpotenciálra ad a P_1 érzékenységszabályozó ápotenciométernek. Értékének csökkentésével vagy növelésével a vételi érzékenység szabályozható a saját jel elől beállított érzékenységétől függetlenül! Gyakorlati beállítása tehát a következő:

1. A vett állomás térorójának megfelelően a P_1 -gyel beállítjuk a vevőn az érzékenységet.

2. A P_1 -vel minimális ellenállás-értékre állva lenyomjuk a billentyűt és ráhangoljuk adónkat a vett állomásra. Ha túl erős a saját adónk hangja, P_1 értékét növeljük, hogy 8-6-7 hangerevvel halljuk azt.

3. Ezután már a P_1 -hez nem kell nyúlni ugyanazon a sávon. Sávváltás esetén esetleg kisebb korrekció szükséges.

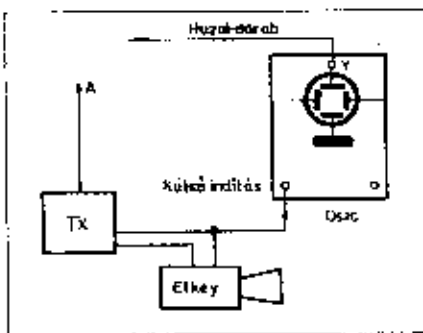
A közölt megoldás egyszerűsége mellett igen jó, kopogásmentes üzemet biztosít. Egy érintkezős billentyű használata esetén gyorsműködésű relét kell a B helyén alkalmazni morzóérintkezőkkel.

Bonyolultabb a helyzet, ha azonos a vevőantenna az adásra használttal. Ilyenkor gondoskodni kell az antenna átváltásáról, vagy egyszerűbb esetben a vevőrelé történő leválasztásáról akkor amikor adás van. Ezt több relé alkalmazásával valósíthatjuk meg.

A 10.22. ábrán látható elrendezést nézve, az egyes érintkezők zárási és nyitási sorrendje a következő:

Adásra történő átkapcsolásnál:

1. Vevő-süketítés.
2. Az antenna átkapcsolása a vevőrelé az adóra.
3. Az adó beindítása.



10.23. ábra. A jeltek ellenőrzése oszcilloszkóppal. A függőleges eltérést a nagyfrekvenciájú adja

Vételre történő átkapcsolásnál:

1. Az adó leállítása.
2. Az antenna átkapcsolása a vevőrelé.
3. A vevőkészülék felélesztése.

Az ismertetett sorrend betartása nagyon fontos: a kopogásmentes, zavar-mentes üzem feltétele!

Mindzekeken kívül késleltető áramkört kell alkalmazni, mely azt biztosítja, hogy a jeltek közötti kis szünetek alkalmazásával kapcsol csak vissza adóról vételre a berendezés, ugyanakkor biztosítja, hogy vételről adásra lehetőleg azonnal, a billentyű lenyomásakor kapcsoljon át.

Ez a megoldás nem teszi lehetővé azt, hogy adásunk alatt is figyeljük a sávot – hiszen a jeltek adása közben az időzítő áramkör behúzza tart – de a nagyobb jel-szünetekben már vételkészre vagyunk. A transzisztorok egyik billentyűzési megoldása.

A T_1 tranzisztor a R_1 -et működteti, mely a vevőrelé süketítését végzi. A B-t lenyomva a C_1 kapacitás a kis értékű R_1 -en (100–300 ohm) gyorsan feltöltődik és töltését az R_2 – R_3 értékétől függően tartja. (Szokásos értékek: $C_1 = 20$ – $100 \mu\text{F}$, $R_2 = 100$ kohm, $R_3 = 10$ – 30 kohm.) Mivel a leghosszabb ideig a vevő süketítő áramkörének kell bekapcsolni állapotban lenni, a C_1 értékével nagy időállandót áll-

tunk be. A D_1 dióda feladata, hogy felengedett billentyű-állásban ne folyjon a többi áramkör felé áram a feltöltött kondenzátorból.

A T_2 az antenna átkapcsoló relé működtető. Mivel ennek később kell átkapcsolni (mintán a vevő süketítése már megtörtént), az R_4 ellenállás nagyobb értékű (1–10 kohm). A C_2 , valamint R_5 és R_6 nagysága a bekapcsolási időt szabja meg. Mivel a T_2 -nek a T_1 -nél rövidebb ideig kell bekapcsolni állapotban lenni, ezek értékei kisebbek a C_1 – C_2 – R_5 – R_6 időállandónál.

A T_3 billentyűzöld tranzisztor, lassú beindulással, melyet az R_7 ellenállás biztosít a C_3 kapacitással. A bázis-feszültség csak lassan csökken le (nagy C_3 – R_7 időállandó) és a szaggatást a kollektor áramkörében valósítjuk meg a B billentyűvel.

Ha a készüléket nem tranzisztoros berendezés billentyűzésre használjuk, akkor külön billentyűzöld relé alkalmazására van szükség (a szaggatott vonaltól jobbra eső rész).

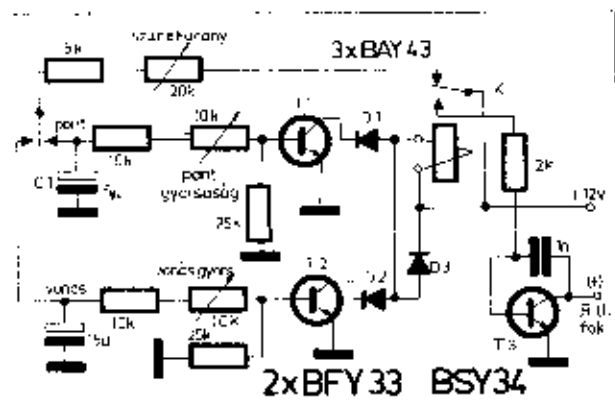
A diódák szerepe részben olvadás-tól, részben pedig a relék indukciós feszültségei elleni védelem (BAY 43 típusúak lehetnek).

A jeltek ellenőrzése

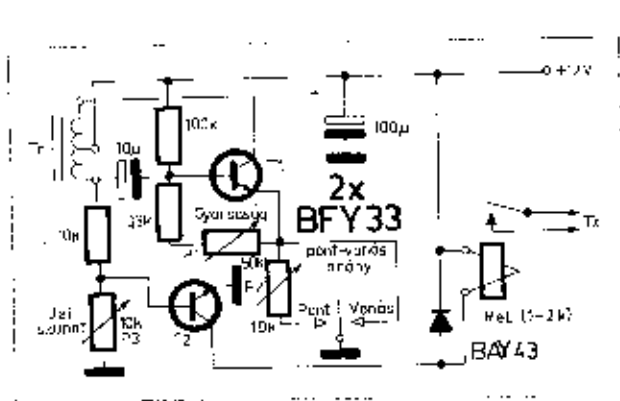
A kiadott jeltek alakját leggyakrabban oszcilloszkóp segítségével ellenőrizhetjük.

A 10.23. ábra szerint az oszcilloszkóp függőleges eltérést a huzaldarabot kapcsolunk, mely adóberendezésünk által kisugárzott nagyfrekvenciát vezet az oszcilloszkópba. A függőleges eltérést az a nagyfrekvenciás jel végzi. Nagyságát a huzaldarab és az adóberendezés antenna-közele közötti csatlózással, a huzaldarab hosszával lehet szabályozni.

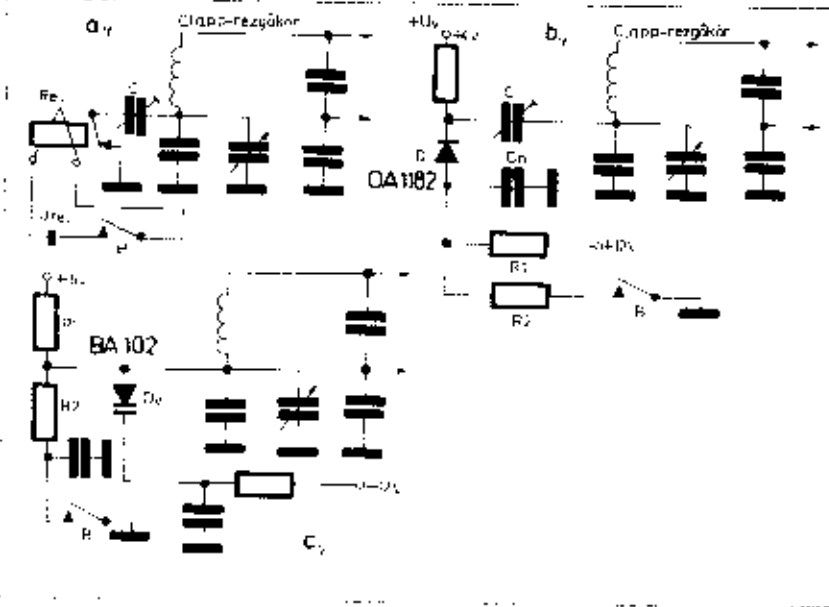
A billentyű helyére elektronikus billentyűt kapcsolunk és beállítjuk, hogy bizonyos sebességgel csak pont-sort adjon. Az oszcilloszkóp vízszintes sörvénének indítását erről az elektronikus billentyű által adott négyzetesorozatról biztosítjuk.



10.24. ábra. Elektronikus billentyű tranzisztorokkal. A pontok és a vonások automatikus adásához külön tranzisztorokat alkalmazunk



10.25. ábra. Tranzisztoros billentyű blocking-oszcillátorral



10.20. ábra. Frekvencia-billentyűzés. Az „a” esetben a frekvencia eltolódást a C trimmerrel állíthatjuk be. A „b”-nél a kisebb U_+ feszültség zárja le a diódot, amikor a billentyűt lenyomjuk ($\approx 4V$). A dióda és az U_+ segéd feszültség között levő ellenállás értéke 1-2 kohm. $R_1 = 1$ kohm, $R_2 = 470$ ohm. A „c” változatnál az R_1 és R_2 arányának megváltoztatásával állítjuk be a frekvencia-eltolódást. Értékek: 1-3 kohm. A dióda katódja és a +12 V között levő ellenállás 1 kohm

kapacitással állítható be a frekvencia eltolódás nagysága.

A b ábrán diódás megoldás látható. Felengedett billentyűnél a D dióda vezet, C_n -n keresztül földeli a C kapacitás egyik végét. Így a frekvencia alacsonyabb lesz. Lenyomva a taszert, kisebb lesz a dióda anódján a pozitív potenciál, mint a katódján, megszűnik a C kapacitás földelése, a frekvencia feljebb ugrik.

A c változat varicap-diódás változatot mutat. Felengedett billentyűnél kb. 6 V zárófeszültség van a diódon. Lenyomva a billentyűt, lecsökken a dióda anódjának pozitív feszültsége (eredetileg +6 V) az R_1 és R_2 arányában, így növekszik a katód-anód zárófeszültség nagysága. A dióda kapacitása lecsökken, a frekvencia pedig feljebb ugrik.

A frekvencia-billentyűzést (kisebb frekvenciától) a távgépíró (RTTY (RTTY-) üzemmódnál is használjuk.

„BK”-üzem

Az előzőekben már említettem annak az előnyét, ha a forgalmazás alatt nem kell állandóan vételre és adásra kapcsolni, hanem ez automatikusan megtörténik.

A BK (Break-in), vagy közbelépéses üzem lényege, hogy felengedett billentyűnél a berendezés automatikusan vételre áll. Ha ez az átállás gyors, akkor a forgalmazás alatt is figyelhetjük a sávot – természetesen a saját jeleinkkel „perforálva”.

Megvalósításához a következőket kell megoldani:

1. Sugárzás alkalmával:

- a) A vevőről az antennát lekapcsolni.
- b) A vevő érzékenységének csökkentése (sikeltítés).
- c) Az adókészülék nagyfrekvenciás egységeinek beindítása.
- d) Azonos vevő- és adóantenna használata esetén az antenna átkapcsolása az adó végfokozatára.
- e) Adó-vevő használata esetén, ahol nincs mód arra, hogy saját távtrójeleinket hallgassuk, jó, ha az adóunkat egy hangfrekvenciás generátor jeleként halljuk. Ennek a segédgenerátornak a beindítására is szükség van a sugárzás alatt.

2. Jelszűnetben:

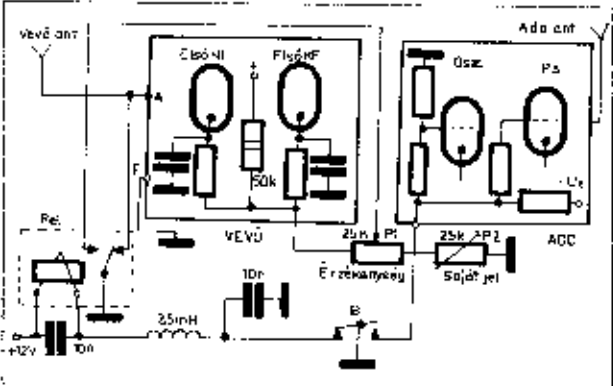
- a) A vevő antennabemenete kapja meg a szükséges antenna-feszültséget.
- b) Az érzékenység térjen vissza az eredeti értékére.
- c) Az adókészülék egyetlen fokozata is zavarja a vételt – beleértve az esetleg azonos frekvencián rezgő oszcillátort is!

Mind ezek megvalósítása külön antenna alkalmazása mellett bizonyos fókig könnyebb. Igen jó BK-üzem valósítható meg külön adó, vevő és antenna esetén. Vázlatos elrendezése a 10.21. ábrán látható.

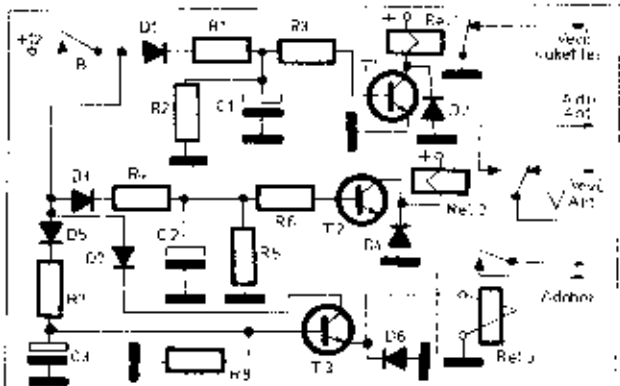
Az adás-vétel átkapcsolásához a billentyű hátsó érintkezőit használjuk fel.

Lenyomott billentyű esetén a relé nem léz be. Ennek nyugalmi érintkezője rövidrezárja az antennabemenetet. A B billentyű fölhúzóerővel az adó fokozatainak rácsára, ezzel megszünteli az eredetileg lezárt állapotot és a sugárzás megindul.

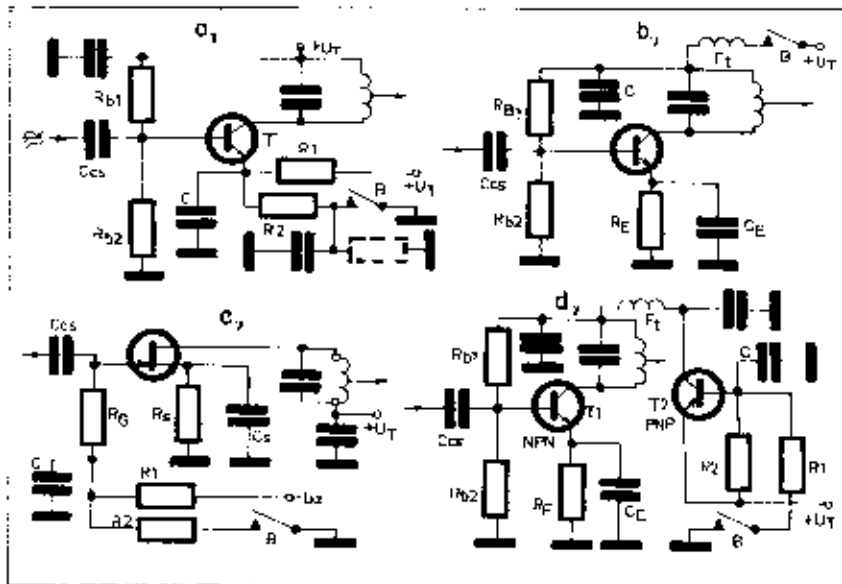
A vevő első nagyfrekvenciás oszcillátója és az első KF-erősítő a katódokaban kap kézi érzékenységszabályozást a P_1 -ről. Adás alatt a $P_1 \cdot P_2$ együttes értéke kapcsolódik a katódokra, így



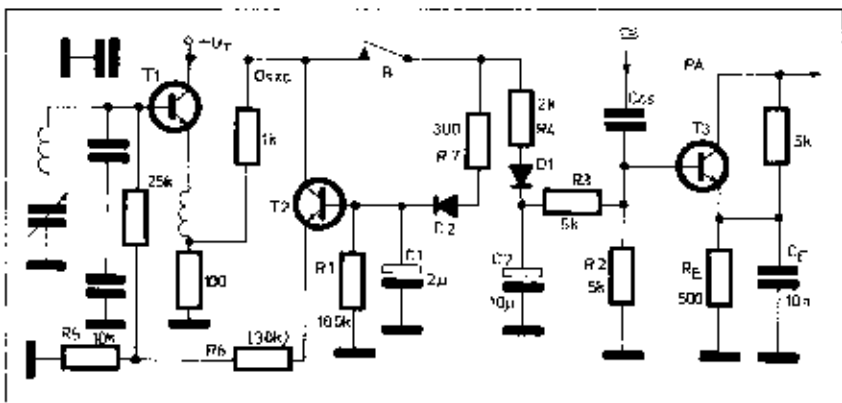
10.21. ábra. Közbelépéses üzem külön adó- és külön vevőantenna esetén. A billentyű hátsó érintkezője relé segítségével „sikelti” a vevőt ill. rövidrezárja a vevő antennabemenetét lenyomott állapotban. Saját jeleink hangerejét a P_1 -vel állítjuk be



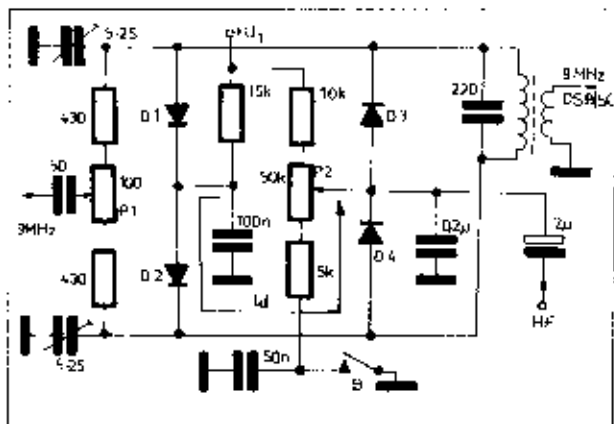
10.22. ábra. Automatikus adás-vétel átkapcsoló tranzisztorokkal vezérelt relével. A szükséges beállításhoz RC-tagok végzik



10.17. ábra. Transzisztoros fokozatok billentyűzése. Az „a” esetben emitterben történik a billentyűzés. A „b” változat inkább használt, de egyszerű megoldás. Térvezérlési tranzisztorok billentyűzését látjuk a „c” változatban. Billentyűző tranzisztorral áramban szaggathatjuk a kiválasztott fokozatot („d”)



10.18. ábra. Transzisztoros differenciál-billentyűzés. A C_1 és C_2 kapacitások biztosítják a D-diódák segítségével, hogy az oszcillátor be- és kikapcsolási transziensei ne jussanak tovább



10.19. ábra. Billentyűzés a balansz-modulátorban. P_1 segítségével kiegyenlített híd egyensúlyját a D_3 és D_4 csatlakozási pontjainak kisebb feszültségre kapcsolásával megszüntetjük, így hordozó kerül a kimenetre. A jelek alakját a P_2 -vel állíthatjuk

indul az oszcilláció. A T_2 báziskörében levő C_2 kapacitása lassabban töltődik fel, kinyitva az erősítő tranzisztort. Így a később beinduló erősítőn már nem megy át az oszcillátor bekapcsolási amplitúdó- és frekvencia-transziense.

Felengedve a billentyűt, a C_1 hosszabb ideig tartja a töltését, mint a C_2 , így az oszcillátor még működik, amikor az erősítő lezár, tehát a kikapcsolási transziens sem lesz hallható.

A C_1 kiséleti idejét az R_1 -gyel állíthatjuk, míg C_2 -ét R_2 és R_3 is szabályozza.

Az ábrán a billentyűzés szempontjából fontos alkatrészek közelítő értékeit zárójelben tüntettük fel. A T_1 , T_2 tranzisztorok 3,5 MHz frekvencián BSY 34 típusúak lehetnek, a T_3 -nek BSY 46 is megfelel. Diódákként OA 1182 vagy BAY 43 típusokat alkalmazhatjuk.

SSB-adóknál nagyon szép hangú billentyűzés valósítható meg a 10.19. ábrán látható módon. Az adókészülék balansz-modulátor négydiódás megoldású, a 9 MHz-es kristályfrekvencia a C_1 -n keresztül jut a hídra. A diódák csatlakozási pontjai pozitív feszültségre vannak érvelve.

A P_1 potencióméterrel a hídat nagyfrekvenciáson kiegyenlítjük, tehát a kimeneti ponton hordozó nem jelenik meg. Ha a HIF-bemenetre hangfrekvenciás jelet adunk, akkor a kimeneten DSB/SC jel keletkezik.

Lenyomva a billentyűt a D_3 és D_4 diódák csatlakozó pontja negatívabb potenciálra kerül, mint a D_1 és D_2 pozitív feszültségre emelt pontja. Eredményként a híd egyenánya felborul, a D_1 és D_2 diódák vezetni kezdenek, a kimeneten megjelenik a hordozó.

A P_2 állástól függően csengő hanghangtól a fuvala hangjáig minden változat beállítható.

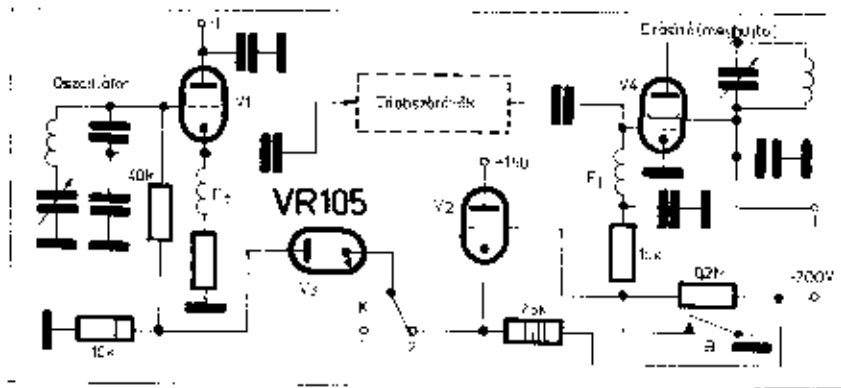
Távíró állásban a HIF-bemenetre jutó jelet megszakítjuk. Az I_0 diódaáram akkora legyen, hogy megfelelő nagy hordozó jelenjen meg a kimeneten.

Nagyon fontos a balansz-modulátor pontos kiegyenlítése. A két 5-25 pF trimmer is ezt a célt szolgálja. (SSB-adósnál is nagyon fontos, így lehetőleg ne legyen hordozó, így SSB-CW adóknál az ismertetett módszer megvalósítható. Így üzemel egyébként a 9. fejezetben ismertetett TS-73 is.

Az oszcillátort frekvenciában távíró üzemmódban (CW) akkor szoktak billentyűzni, ha azt akarjuk, hogy az állandóan futó oszcillátor jele ne zavarja a vételt. Ehhez vételnél a rezgéskeeltő frekvenciáját annyival ugrottatjuk feljebb, hogy a vevő ásvézfólia-sávjából kissev ne legyen hallható (5-10 kHz). Elvileg lejjebb is lehetne a vétel alatt a rezgéskeeltő frekvenciája, de a sávon kívüli sugárzás veszélye így sokkal nagyobb - gondolva a sávok elején való üzemer.

A 10.20. ábrán néhány változat látható a frekvencia billentyűzésére.

Az a változat relével üzemel. A C



10.13. ábra. Differenciál-billentyűzés. Az oszcillátor kéreltetett működését a V_2 kódjénycső biztosítja.

a V_2 végerősítő cső is lezárt állapotban van. Lenyomva a billentyűt az R_1 ellenálláson keresztülről földet adunk, megszűnik a lezáró feszültség és megindul a sugárzás. A végeso előfeszültséget az R_2 ellenállás és R_1 együttes értéke biztosítja a rácárámmal. A C kapacitás a jelek alakját állítja be. Mivel a billentyűn így elég nagy feszültség van, a relés megoldást használhatjuk az ábra szerinti bekötés szerint.

Billentyűzhetjük a heterodin-oszcillátort is. Mint ismeretes, ennél a rezgéskeltőnél egy kristályoszcillátor jelét keverjük a VFO jelével. A két frekvencia összege, vagy különbsége adja az üzemi frekvenciát.

Mivel a kristályoszcillátor – a rezgő elem nagy jóságú tényezője miatt – kevésbé hajlamos csipogásra és a klíkk veszélye is kicsi, nagyon praktikus megoldás, ha a kristályoszcillátort szaggatjuk, állandóan futó VFO mellett. A 10.15. ábrán látható a heterodin oszcillátor törnévázlata, jelölve a billentyűzött egységet.

A 10.16. ábrán egy kristályoszcillátor rácáküri billentyűzése látható. A C_1 tringnor kapacitással állítjuk be a pontos kristályfrekvenciát.

Tranzisztoros fokozatok billentyűzése

Eddig csak elektroncsöves megoldásokkal foglalkoztunk. A tranzisztoros fokozatok billentyűzés szempontjából nemigen térnek el a csöves megoldásoktól. A 10.17. ábrán összefoglaló képet adunk a különböző billentyűzési módokról.

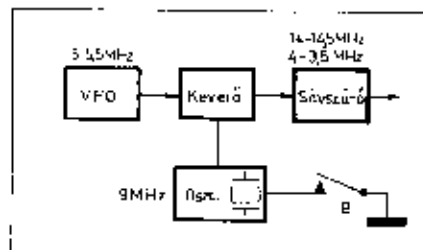
Az emitterben történő szaggatás a ábra hasonló a csöves megoldáshoz. Az R_1 ellenálláson keresztül $-U_z$ zárófeszültség jut az emitterre. Vigyázni kell, hogy ez ne legyen nagyobb, mint a tranzisztor max. $B-E$ zárófeszültsége (3–5 V). Lenyomott billentyűnél az R_2 ellenállás révén lecsatódik az előző zárófeszültség, a tranzisztor erősíteni kezd. Az $R_{B1} - R_{B2}$ valamint R_3 megfelelő megválasztásával beállítható az üzemi munkapont. A C kapacitás hűdegítési céll szolgál, ezenkívül az R_2 -vel együtt a jelalakot formálja.

Az erősítő fokozat tápfeszültségét is billentyűzhetjük a b ábra szerint. Ekkor használjuk.

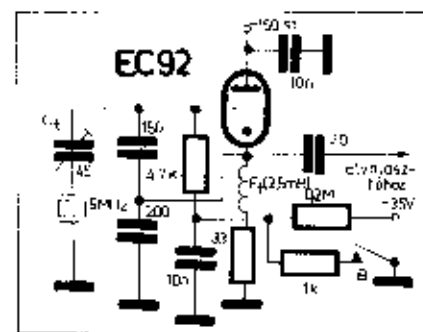
Az elektroncsöves rácásfeszültség-billentyűzéséhez hasonló a FET-tranzisztoroknál alkalmazható GATE-bil-

lentyűzés (c ábra). Az R_4 az üzemi munkapont beállítására való, C_1 pedig hűdegít. Az R_5 gate-levezető ellenállás nagyságát az előző fokozat terhelhetősége szabja meg (50 k – 1 Mohm). Az R_1 és C (10 kohm, 0,5 μF) jelalak-formálást végez, R_2 (10 – 100 ohm) szintén. Az U_z feszültség nagyságát az alkalmazott tranzisztor típusa szabja meg (–10, –30 V).

Nagyobb áramok szaggatására – a csöveknél látott példa szerint – itt is alkalmazhatunk billentyűzött tranzisztorot. A d ábrán egy tápáram-billentyűzés látható külön szaggató tranzisztorral. A pup-tranzisztor kollektorárama akkora legyen, hogy biztonságosan szolgálta az erősítőfokozat áramát. A jelek lágy fel- és lefutását az R_1 , R_2 és C értékeinek megfelelő megválasztásával valósíthatjuk meg.



10.15. ábra. VFX-oszcillátor billentyűzése. A kristályoszcillátor jobb stabilitása miatt ebben a fokozatban billentyűzünk

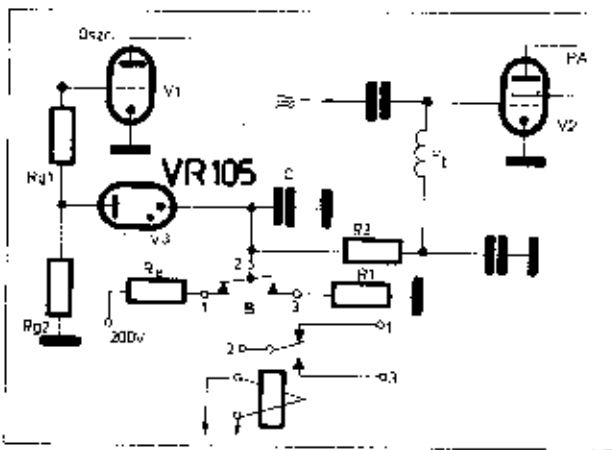


10.16. ábra. Kristályoszcillátor rácáküri billentyűzéssel

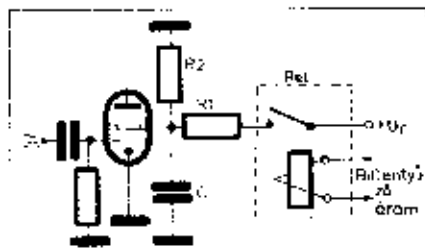
A tranzisztoros oszcillátorok billentyűzésére szintén könnyűek. Tranzisztoros differenciál-billentyűzést mutat a 10.18. ábra. Az oszcillátorként működő T_1 tranzisztor a tápfeszültségből leosztott (1 kohm) és 100 ohm) emitter-zárófeszültséget kap. A két részre osztott bázisellenállás alsó 10 kohmos tagja a T_2 billentyűzött tranzisztoron és az R_1 ellenálláson át kaphat pozitív feszültséget, mely a T_1 -t nyitja, illetve a rezgést beindítja.

A T_2 közbenső erősítő tranzisztor a billentyűről az $R_4 - D_1 - R_3$ úton kap nyitó feszültséget.

Lenyomva a billentyűt, a T_2 tranzisztor bázisükori kapacitása a kis értékű R_4 (100–300 ohm) ellenálláson és a D_1 diódán keresztül gyorsan feltöltődik, a tranzisztor kinyit és be-



10.14. ábra. Differenciál-billentyűzés kétirányú billentyűzéssel. A relés megoldással elkerüljük, hogy nagyobb feszültség kerüljön a billentyűre



10.10. ábra. Segédáram-billentyűzés relével. Az R_1 és R_2 az első negatív tápfeszültséget állítja be. A jeleket a C kapacitásának simítja ($10 \text{ nF} - 0,5 \text{ nF}$)

Ha $R_1 + R_2$ értéke nagy, akkor a jel eleje elnyújtott lesz. Az R_2 kis és C nagyobb értékénél olyan hangú lesz az udók, mintha *palermát csenggetnének* (meredek jellemzők és lassú lecsengés a végén).

A rácskörü elemek (R_1, R_2, C) változtatásával tetszőleges, az igényeknek megfelelő jeleket állítható be.

A teljesítség kedvéért megemlíthetjük a *segédáram-billentyűzést is* (10.10. ábra). Az elektroncső segédáram-feszültséget szüntetjük meg a billentyűzés relével a jel szünetekben. Lenyomva a billentyűt, a relé behúz és a pozitív tápfeszültség (U_T) az R_1 és R_2 feszültségosztó révén feszültséget ad a segédáramra, megindítva az anóddáramot. Az $R_1 - C$ időállandója simítja a jel elejét. Felengedve a billentyűt, a jel-fogó szakít, a C kapacitáson levő feszültség részben az R_2 -n, részben a cső segédáramára révén lecsökken. Mivel ez sem hirtelen történik, a jelek végződése is lassú lecsengésű lesz. Az eredmény pedig a klikkmentes billentyűzés lesz. Mivel nagy feszültséget kell kapcsolgatni, itt csak relés billentyűzést használhatunk.

Nagyobb áramú billentyűzés megvalósítható *billentyűző csővel is*.

Egy nagyáramú szaggató látható a 10.11. ábrán, mely lényegében katódkörü billentyűzés külön csővel. A billentyűző cső nécsfeszültség-változtatással üzemel. Lenyomott billentyűállásban megjelenik a lezáró előfeszültség a billentyűző csőnél, lecsökken annak belső ellenállása és a katóddáramot megnyitja.

A tervezésnél figyelembe kell venni, hogy a V_1 cső belső ellenállása sorba kapcsolódik az R_2 katódelenállással és ezek együttesen adják az üzemi munkapontnak megfelelő katódelenállás nagyságát!

A C_1 értéke 10 - 20 nF (csillámszigetelési kondenzátor), melynek nagyfrekvenciás hidegítési a feladata.

Az R_1, R_2 és C értéke a rácskörü billentyűzésnél ismerttetettük alapján méretezhető.

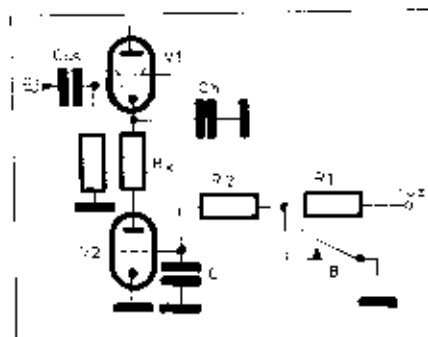
Felvetődik a kérdés, hogy az udókészülék melyik fokozatában billentyűzünk?

Az udókészülék következő fokozatai jöhetnek szóba billentyűzés szempontjából:

- oszcillátor,
- közbeneső fokozat,
- végérsítő fokozat.

Az *oszcillátor jelének szaggatása* első pillanattban nagyon praktikusnak tűnik. Jelszünetekben nincs káros kisugárzás, mely a jelek olvashatóságát megrongosítaná, és amely ugyanakkor a saját vevőben az ellenállomás vétele is nehezítendő. Az oszcillátor rendszerint *kis teljesítményű* egység, így a kis teljesítményű szaggatása úgy tűnik, mintha kisebb zavart okozna. A probléma azonban nem ilyen egyszerű. Ha a rezgéskeltőt billentyűzzük, igen nagy a veszély, hogy a frekvencia a szaggatás ütemében változik, „csipog” az udó.

A 10.12. ábrán egy Clapp-oszcillátor rácskörü billentyűzése látható. A cső felengedett billentyű-állásban akkora nécsfeszültséget kap az R_1 és R_2



10.11. ábra. Katódbillentyűzés külön billentyűzőcső segítségével. A V_1 cső rácskörü billentyűző cső. A nagyfrekvenciás hidegítést a C_1 10 - 20 nF értékű csillámszigetelő végzi. A jelek szakítóját R_2 -rel és C-vel szüneteltetjük. $R_2 = 5 - 100 \text{ kohm}$, $C = 10 \text{ nF} - 1 \text{ pF}$, $R_1 = 100 \text{ kohm}$. A katódkörü ellenállást a végső nyugalmi előfeszültség szabja meg

ellenállásokon keresztül, hogy az lezár, tehát *rezgés nincs*. Zárva a B kapcsolót, megszűnik ez a nagy negatív feszültség, a rezgés beindul.

Az ábrát figyelve látható, hogy a billentyű felengedésekor *nem jelenik meg azonnal a lezáró nécsfeszültség* a cső vezérlőrácsán. Ennek az $R_1 - R_2$ és C, időállandója az oka. A C_1 szűrő is csak egy idő múlva tud feltöltődni a zárófeszültségre. Az időben változó előfeszültség hatására a keltett rezgések frekvenciája is változott szünet (frekvencia-csúszás). Ezt halljuk csipogásnak.

A B billentyű érintkezőinek elpiszkolódása kellemetlen zavart okozhat, mely inkább „klikk” formájában jelentkezik. Az R_1 ellenállás ezt a jelenséget hivatott csökkenteni.

A „Break in Keying”, amit rövidítő „BK”-üzemnek neveznek, lényegében azt jelenti, hogy jelszünetekben az állomás vevője azonnal figyelmeztet, így az összeköttetés alatt figyelemmel kísérhető az ellenállomás esetleges beindulása. Ez a közbelépéses üzem nagyon lerövidítheti az összeköttetéseket, biztosabbi teheti az üzenet-váltást.

Az előbb ismertetett oszcillátor-billentyűzés alkalmas az ilyen üzemi megvalósításra, de említett hibái miatt megfontolandó, hogy ezt használjuk-e. A közbelépéses üzembről még részletesebben is lesz szó.

A *közbeneső fokozatok* közül bármelyik - esetleg több fokozat is - együtt szaggatható az udókészben ismertetett billentyűzési módszerek bármelyikével. Vétel alatt azonban gondoskodni kell a rezgéskeltő loflításáról, mert az adóhoz közel levő vevő a saját oszcillátorunkat veszi, mely elnyomhatja az ellenállomás kis szintű jelét.

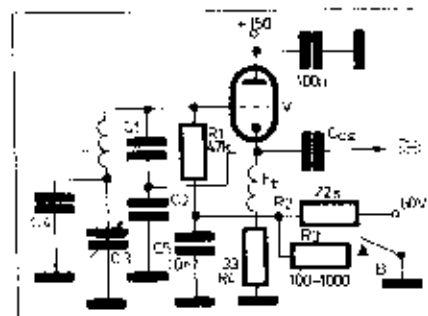
A *végfokozatban* is lehet billentyűzni, azonban egyedül ritkán használatos. Legtöbbször valamelyik közbeneső fokozattal, vagy az oszcillátorral együtt szaggatják.

Említsére érdemes az úgynevezett *differenciál-billentyűzést*. Lényege, hogy a rezgéskeltő és közbeneső fokozat (esetleg végfokozat) szaggatása *együtt* történik, de időreleltétetéssel. A 10.13. ábrán látható egyik lehetséges megvalósítása.

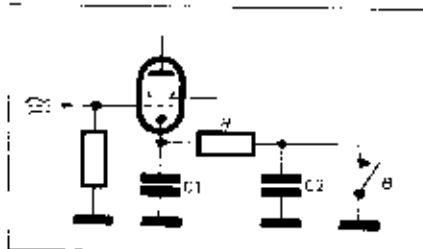
Az oszcillátor rácslevezető ellenállása kétféle van osztva (40 kohm és 10 kohm). Felengedett billentyű-állásban a V_2 cső katódján megjelenő nagyobb negatív feszültség a VR 105-ös körfénycsővön át rúgja a 10 kolmos ellenállásra, az oszcillátor nem tud rezegni. Lenyomva a billentyűt, a V_2 elektroncső katódján levő negatív feszültség lecsökken, kialakzik a ködfénycső és az oszcilláció beindul.

A K kapcsolót I-es állásba állítva, állandóan működik az oszcillátor és a billentyűzés csak az erőltetőfokozatban történik.

A 10.11. ábrán egyszerűbb megoldás látható, mely felhasználja a billentyű hátsó érintkezőjét is. A V_1 oszcillátorcső megosztott rácslevezető ellenállására a billentyű felengedett állásában az R_2 és V_1 ködfénycsővön át lezáró negatív feszültség kerül. Ugyanakkor



10.12. ábra. Elektroncsöves oszcillátor nécsbillentyűzéssel. Az RC-időállandó miatt a rácskörben csak bizonyos idő után, fokozatosan szűnik meg a lezáró előfeszültség, melynek eredménye frekvencia-eltérődés, „csipogás” lehet. Minimális C, alkalmazásával, vagy a C_1 és az elektroncső rácsa közti *kis kapacitással* (50 - 150 pF) megszűnik ez a jelenség. A billentyű érintkezőit is gondosan meg kell tisztítani, hogy elkerüljük a „klikk” keletkezését



10.5. ábra. Katódbillentyűzés. A C_1 kapacitás két részből áll. Az egyik kapacitás $5 - 10 \text{ nF}$ -os csillám, vagy kerámia szigetelésű, a nagyfrekvenciás hidegítés célját szolgálja. A nagyobb kapacitású papír- (vagy elektrolitikus) kondenzátor biztosítja a jelek tárgy- és felfutását. A C_2 csak nagyfrekvencián hidegítést végez, értéke $2 - 10 \text{ nF}$. R értéke csőtől függő, $100 - 1000 \text{ ohm}$ között

Az ismertetett kapcsolás a jelek végét simítja, de a jelek eleje „kemény”. A 10.3. ábra szerinti elrendezés már a jelformálást is megvalósítja. Gyakorlati értékek: $L = 0,2 - 2,6 \text{ mH}$; $C = 1 - 100 \text{ nF}$; $R = 10 - 200 \text{ ohm}$.

A szűrőt, a billentyű kábelét és lehetőleg a billentyű érintkezőit is a 10.4. ábrán látható módon árnyékolni kell. A billentyűhöz menő vezeték kétféle árnyékolású kábel. Az árnyékolást természetesen a földre (tostra) kötjük.

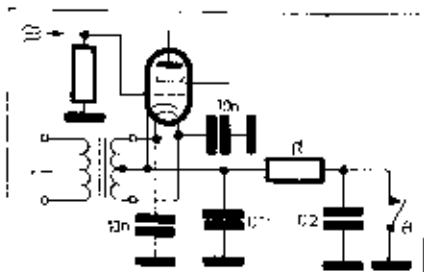
Elektroncsöves fokozat billentyűzése

Az elektroncsöves billentyűzést a gyakorlatban a következő helyeken szoktuk megvalósítani:

- katódban,
- rácsban,
- segédrácban.

A katódbillentyűzéskor az elektroncsöves katódláramot szaggatjuk a 10.5. ábrán látható módon. A jelek alakját elsősorban az R és C_1 értékei szabják meg. Az R ellenállás nagyságát az alkalmazott elektroncsöves adott munkaponti előfeszültsége szabja meg. Az ábrán ugyanis látható, hogy az elektroncsöves katódláramra átfolyik rajta, ami rácselőfeszültséget biztosít.

A C_1 egyrészt a katód hidegítését végzi, másrészt a jelek felfutó élet

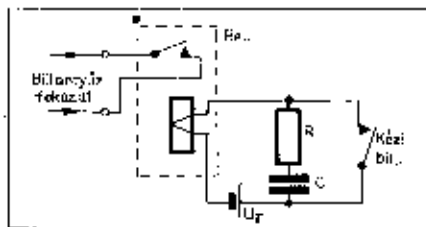


10.6. ábra. A katód-fűtőszál közti átlítás megakadályozásának középeltérőszűréses fűtőtranszformátorral

tompítja feltöltődési idejével. Ezt a kapacitást két részből szokták összevágni. Az egyik $5 - 10 \text{ nF}$ értékű, nagyfrekvenciájú jól hidegítő típus (pl. csillám), a másik nagyobb kapacitású ($0,1 - 10 \text{ }\mu\text{F}$). Értéke kísérletileg állítandó be a legjobb jelalakra.

A C_2 értéke: $2 - 10 \text{ nF}$. Túl nagyra nem érdemes venni, mert ez is zavarokat okozhat.

A katód billentyűzésénél fel kell hívni a figyelmet arra a tényre, hogy a 10.5. ábra szerinti kapcsolásnál közvetett fűtésű csövek esetén a billentyű felengedett állásában közel a teljes működésgyőrfeszültség jelennek meg a katód és a fűtőszál között! Ha ez nagyobb, mint a katalógus szerint megengedett katód-fűtőszál feszültség, akkor a fűtőszálat is a katód potenciáljára kell hozni. (Éz megfelel annak az esetnek, amikor közvetlen fűtésű csövet billentyűzünk katódban.) A 10.6. ábrán látható, hogy ebben az esetben külön fűtőfeszültségről kell gondoskodni, melynek egyik vége síncs közvetlenül földelve. A katód a fűtőtekercs középsőágazásához kötik.

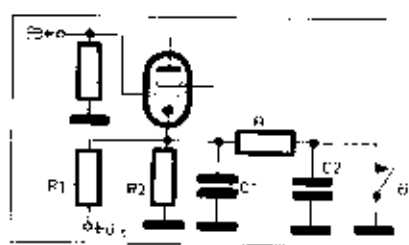


10.7. ábra. Billentyűző relé katódbillentyűzéshez. A U_T tápfeszültség zsebekben is lehet, fontos, hogy a relé meghúzó áramát biztosítsa. A relét lehetőleg árnyékoljuk

P_{ka} közvetlen izztású csőről van szó, akkor is hasonló a kapcsolás, csupán a katód vezetékü marad el.

Életvédelmi szempontból a billentyű nem lehet olyan feszültség, mely áramütést okozhat. A 10.5. és 10.6. ábrákon bemutatott billentyűzésnél tehát nem használhatunk közvetlen kézi billentyűt, hanem a „B” helyén relét kell alkalmazni, melyet kis feszültséggel működtetünk a 10.7. ábra szerint. Az U_T tápfeszültség $4 - 12 \text{ V}$, relétől függő érték. Előállítható egyenirányítással is a fűtőfeszültségből. Az R és C szűrőrealtó szerépéről már volt szó.

A másik módszer már elegánsabb. Olyan elektroncsövet kell alkalmazni a billentyűzendő fokozatban, hogy az $30 - 40 \text{ V}$ rácselőfeszültség hatására már lezárjon. A 10.8. ábra mutatja a megoldást. Az R_1 és R_2 ellenállásokból álló feszültségosztó állítja be az U_T tápfeszültségből leosztva a cső lezáró feszültségét. Lenyomva a billentyűt, az R_1 -vel az R_2 ellenállás kapcsolódik párhuzamosan, lecsökken a katód pozitív potenciálja és a cső munkapontja az üzemi értékre áll be.

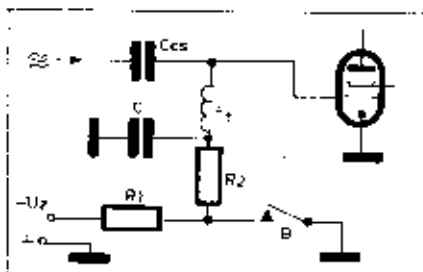


10.8. ábra. Katódbillentyűzés csökkentett katódfeszültséggel. Az U_T pozitív feszültség leosztódik olyan értékre, hogy a rezgés lezárkodikhoz elegendő katódrács-előfeszültség keletkezik. Az R_2 $100 - 1000 \text{ ohm}$, $R_1 = 2 \text{ kohm} - 50 \text{ kohm}$, függ az alkalmazott tápfeszültségtől és az oszcilláció lezárkodikhoz szükséges feszültségtől. Ha nem a rezgékeltét billentyűzzük, akkor a lezáró feszültséget kell a cső számára biztosítani

Látható, hogy ezzel a módszerrel nem juthat nagy feszültség a billentyűre.

A rácskori billentyűzésnél külső rács-előfeszültség-forrásból a rácsra adott negatív záró feszültséget szüntatjuk meg a billentyűzés utánében. Nagyon hasonló az előzőekben tárgyalt katódbillentyűzés utolsó esetéhez, de mivel itt kisebb áramot szaggatunk, más időállandó jelformáló R-C tagot kell használnunk.

A 10.9. ábra egyszerű rácskori billentyűzést mutat. Felengedett billentyű-állásban az R , és R_1 ellenálláson, valamint az R_2 nagyfrekvenciás fojtótekercsen keresztül (gyakorlati értéke: $2,5 \text{ mH}$) az elektroncsöves az U_T zárófeszültséget kapja. Lenyomva a billentyűt, megszűnik az a zárófeszültség és a meghajtott nagyfrekvencia által létrehozott rácsáram, átfolyva az R_2 ellenálláson, üzemi előfeszültséget biztosít a csőnek. Mivel ez a rácsáram igen kis értékű, elég nagy R_1 érték mellett a billentyű által keltett zavar is kis értékű. A C kapacitás a jel elejét és végét simítja.



10.9. ábra. Vezérlőrács billentyűzés negatív előfeszültséggel. Az U_T negatív feszültség akkora legyen, hogy a csövet biztonságosan lezárja. $R_1 = 100 - 200 \text{ kohm}$, R_2 a végső dinamikus előfeszültséget biztosítja lenyomott billentyű-állásban. Nagysága függ a cső rácsáramától és az üzemi előfeszültség nagyságától. A C kapacitás ($5 \text{ nF} - 100 \text{ nF}$) a jeleket simítja

10. Billentyűzés

Hidvégi Tibor okl. vill. mérnök HASBB

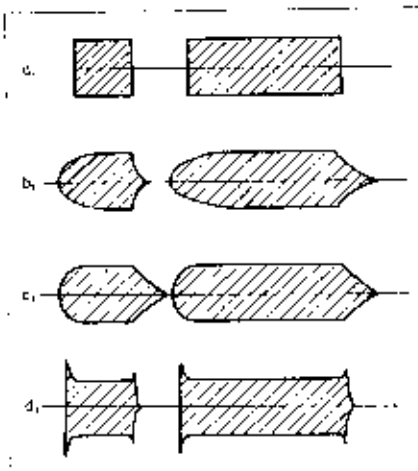
Az adókészülék a továbbításra szánt hirtanyagot pont-vonás üzenetelű, úgynevezett Morse-kód formájában is kisugározhatja. Hasonló történik RTTY-üzemmódban is, de ez már nem az emittett kód formájában.

Az ilyen jellegű adásoknál az adókészüléket *billentyűzni* kell. Ez történhet:

- a) amplitúdóban
- b) frekvenciában.

Az első esetben az adókészülék csak akkor sugároz, ha a billentyűt lenyomva tartjuk. Felengedett billentyű-állásnál tehát jelzűnet van, nagyfrekvenciás teljesítmény nem kerül az antennára. A nagyfrekvenciás teljesítmény említett szaggatása az adóállomás kezelője által működtetett kézi tasterrel történik.

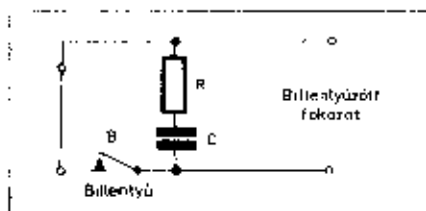
A frekvenciában történő billentyűzést a kisugárzott jel *frekvenciája*



10.1. ábra. Kemény és lágy jelek alakok. A „b” szerinti okozza a legkisebb zavart. A „d” széles frekvenciasávban hallható klickeket okoz. A „c” szerinti jelek vehetően olvashatók, összefolyóknak.

változik meg akkor, ha a tasterrel lenyomjuk. Ebben az esetben a nagyfrekvenciás jel amplitúdója változatlan. Ez az üzemmód használatos RTTY-üzemmódban, de közönséges CW-üzemre is alkalmas. Hiányossága, hogy táviró üzemmódban nem olyan gazdaságos, mint az amplitúdó szaggatása, hiszen jelzűnetben az előbbivel nincs sugárzás. Ezenkívül a frekvenciában történő billentyűzés nagyobb helyet foglal el az arány is szűk sávokból.

Megemlíthetjük még azt az esetet is, amikor szaggatott hangfrekvenciával moduláljuk az adót, vagy hangfrekvenciás jellel modulált adó sugárzását szaggatjuk meg a billentyűvel (hangzó táviró üzemmód), de mivel ez nemigen használatos amatőr körökben, részle-



10.2. ábra. A billentyű által okozott zavarok csökkentése RC-taggal. $R = 10 - 300$ ohm, $C = 1$ nF - $0,5$ μ F. Nagyobb teljesítmény szaggatásához nagyobb C és kisebb R szükséges.

tesen nem is lesz róla szó. Egyébként a billentyűzéstől elmondottak erre az üzemmódra is érvényesek.

Térjünk vissza arra az esetre, amikor a jeleknek megfelelően a kisugárzott nagyfrekvencia amplitúdóját szaggatjuk.

A 10.1. ábrán egy „A” betű morzekódban történt kisugárzása látható.

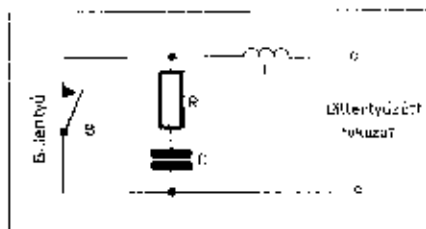
Az a ábrán ideális szaggatás látható. A pont és a vonás kezdete és a vége meredek emelkedésű, illetve lejtésű. Az ilyen jelek „kemények”, a meredek impulzusok miatt a Fourier-felharmonikusok nagy száma széles frekvenciasávot foglal el (több kHz szélességben).

A b szerint már „jobb” jeleket mutat. Kisebbsávzélesség-igény mellett szépen csengő jeleket kapunk.

A c ábra túl nagy fel- és lefutási idejű jeleket mutat, mely - különösen QRM-ben - nehezen olvasható.

A d ábra tipikus esete annak, amikor az adó tüpegyége nem bírja a terhelést. A jelek elején látható tüskék a kezdeti nagyobb anódfeszültség következményei! Nagy zavarokat okoz!

Mivel az első esetként tárgyalt meredek lefutású jelek nagy felharmonikus-tartalommal rendelkeznek, a vételi frekvencia mindkét oldalán, attól több kHz távolságban is hallható lesz a billentyűzés *zaj* formájában, mint *kopogás* (klickek). Ez annál zavaróbb, minél nagyobb energiájú állomás sugároz ki ilyen „klickek”-es jeleket.



10.3. ábra. Lágy jelek előállításra RCL-taggal. A jelek elejének simaságát a soros induktivitás biztosítja. Értéke: $0,2 - 2,5$ mH

Elő fontos feladatunk tehát, hogy a 10.1. ábra b változatának megfelelő jeleket sugározzunk ki. *Az így le- és felcsengések biztosítják, hogy adóink nem zavarja az éles sírban a szomszédos állomások forgalmát.*

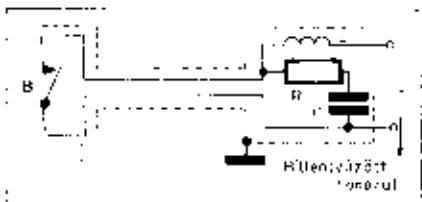
A másik fontos követelmény, hogy amplitúdó-billentyűzésnél *ne változzon a kisugárzott frekvencia a legkisebb mértékben sem!*

Ha a sugárzás szaggatása a legcsúszkább mértékben is hatással van a rezgéskeltőre, akkor „csipogás” formájában hallható frekvencia-eltolódás jelentkezik.

Jelzűnetekben a sugárzásnak teljesen meg kell szűnni. Ellenkező esetben - gyengébben ugyan, de két jel számításban - állomásaunk jele hallható a partner vevőjében. Ha a 10.1. ábra c változatát nézzük, látható, hogy itt a jelzűnetekben is nagyszintű sugárzás van és ez a magyarázata a rossz érthetőségnek (a jelek összefolyóknak).

Hogyan csökkenthető a „klickek”?

Fontos feladatunk, hogy a billentyűzés okozta zavarokat a minimálisra csökkentjük. Ilyen zavart tapasztalunk minden be- és kikapcsolásnál. A zavar nagysága függ a 10.1. ábrán látható jelalakoktól és a szaggatott áram nagyságától.



10.4. ábra. A billentyű vezedékét és a zavarcsökkentő tagokat lehetőleg árnyékoljuk. Az ábrán RCL zavarcsökkentő billentyű áramkör látható árnyékolás nélkül.

A keletkezett zavar kétféle. Az egyik közvetlenül a megszakítás helyétől terjed tovább - hasonlóan más elektronos berendezés kapcsolási zavarához. Erre a széles frekvenciatartomány (hosszúhullámától a rövidig) jellemző és a keletkezés helyétől kis távolságban már csak gyengén jelentkeznek. A zavar másik fajtája az előzőekben ismertetett oklulás-növekedés miatt legjobban az üzemi frekvenciasávban zavar.

A csökkentés egyik módja látható a 10.2. ábrán. Ez a szokásos „szikraoltó” kapcsolás. A kikapcsolási feszültséget „elnyeli” a C kapacitás, az R ellenállás pedig a zárisi áram csökkentésére való. Gyakorlati értékek a szaggatott teljesítmény nagyságától függően: $R = 10 - 300$ ohm; $C = 1$ nF - $0,5$ μ F.



LEHEL

LIZENZ BOSCH HAUSGERÄTE

KOMPRESSZOROS HÁZTARTÁSI AUTÓSZEKRENY

160 és 200 literes nagyságban.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.

Lehel-állvány kivitelben.



BUDAPESTI BÚTORIPARI VÁLLALAT

BUBIV

**Nemcsak kirakásban
hanem nagyban is
RÉKA ELEMES BÚTORT!**

Előnyei:

40 különféle elemből áll.

Négyféle magasságban készül.

Megtekinthető a

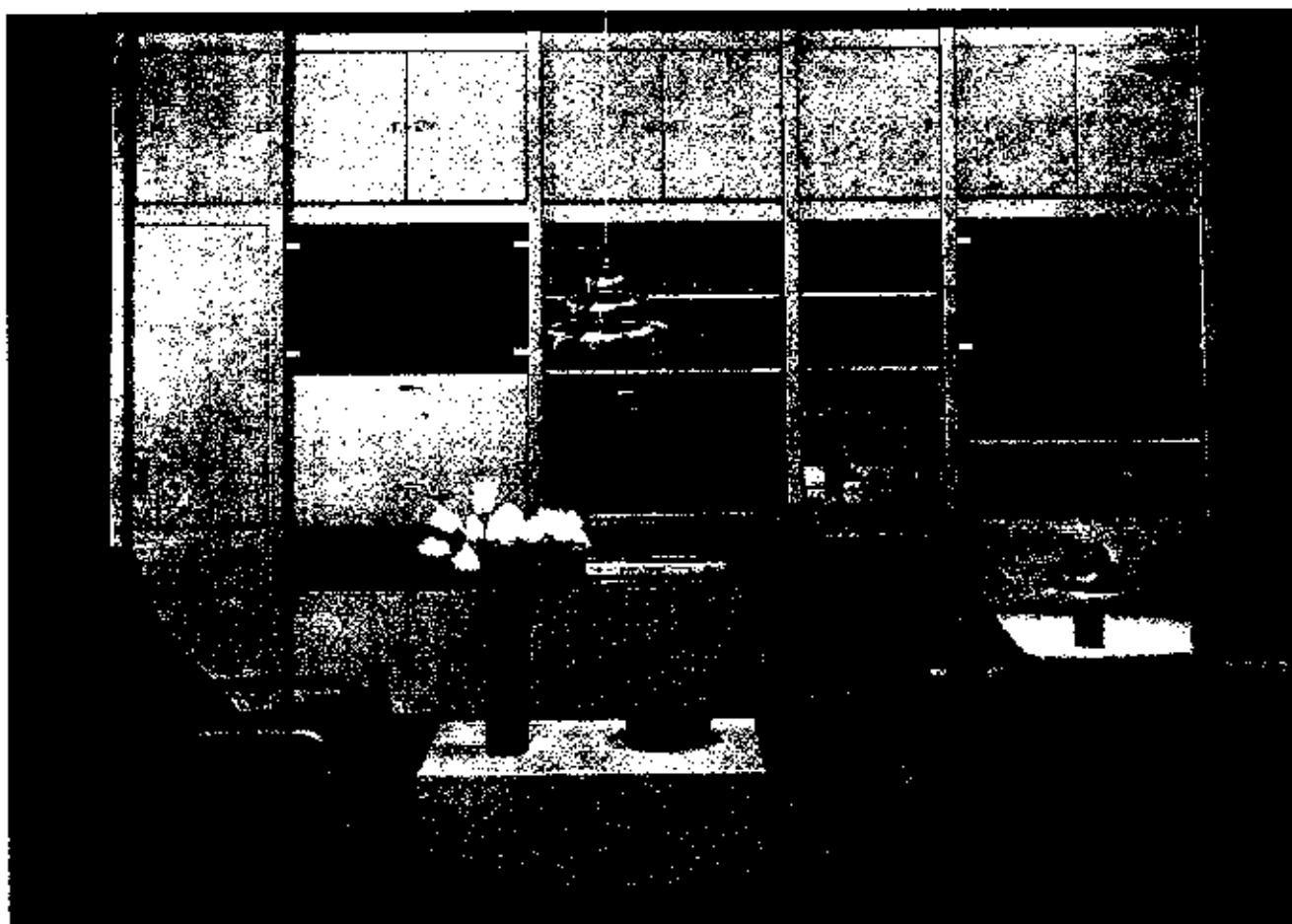
DOMUS LAKBERENDEZÉSI

ÁRUHÁZAKBAN és a

VARIA MINTABOLTBAN

Budapest,

VII., Rózsa Ferenc u. 4-6.



A TS-73/A egység tekercsadatai

- L₁: 58 menet, 0,25 CuZS, 8 mm átmérő, 21 mm hossz vasmag: összeragasztott 3 db 4×10 N10
 L₂: 26 menet, 0,2 CuZS, 5 mm átmérőn, M 4×10 N20 vasmag
 L₃: 46 menet, 0,1 CuZ, 5 mm átmérőn, M 4×10 N20 vasmag

A TS-73/C egység tekercsadatai

- L₁: 30 menet, 0,2 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N20 vasmag
 L₂: 6 menet, 0,4 CuZ, az L- hideg végére tekerve
 L₃: 20 menet, 0,2 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag
 L₄: 10 menet, 0,2 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag
 L₅-L₆: 18 menet, 0,3 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N20 vasmag
 L₇-L₈: 15 menet, 0,3 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag
 L₉-L₁₀: 8 menet, 0,3 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag

A TS-73/D egység tekercsadatai

- L₄-L₁₃: 40 menet, 20×0,05 kereszttekercs, M4×100 N20 vasmag
 L₁: 5 menet, 0,3 Cu PVC, az L- hideg végére tekercselve
 L₂-L₃: 24 menet, 0,2 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N20 vasmag
 L₄: 5 menet, 0,3 CuPVC, az L- hideg végén
 L₅-L₁₂: 16 menet, 0,3 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag
 L₆: 3 menet 0,3 CuPVC, az L- hideg végén
 L₇-L₁₁: 10 menet, 0,3 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N1 vasmag
 L₁₂: 2 menet 0,3 CuPVC, az L- hideg végén
 L₁₃-L₁₄: 6 menet, 0,3 CuZ 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag
 L₁₅: 2 menet, 0,3 CuPVC, az L- hideg végén
 L₁₆-L₁₈: 20 menet, 0,25 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N20 vasmag
 L₁₉: 3 menet, 0,3 CuPVC, az L- hideg végén
 L₂₀: 10 menet A_L 40 - K1 vasmag 0,3 CuZS (Pár-huzamosan 5,1 kohm)
 L₂₁: 2 menet az L-re tekercselve

A TS-73/E egység tekercsadatai

- L₁: 15 menet, 0,3 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag
 L₂: 6 menet, 0,3 CuPVC, az L-re tekercselve
 L₃: 17 menet, 0,3 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 vasmag
 L₄: 3 menet, 0,3 CuPVC, az L- tekercsen
 L₅: 20 menet, 0,3 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag
 L₆: 6 menet, 0,3 CuPVC, az L-re tekercselve

A TS-73/J tekercsadatai

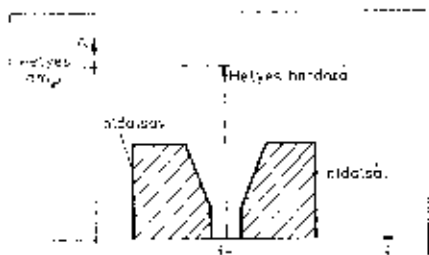
- L₁: 2×4 menet, 0,2 CuZS, bifilárisan az L- alatt
 L₂: 40 menet, kereszttekercs, 0,2 CuZS, M 4×10 N10 vasmag
 L₃: 26 menet, 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag, 0,2 CuZS huzal
 L₄: 18 menet, 0,3 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag
 L₅: 15 menet, 0,35 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag
 L₆: 11 menet, 0,4 CuZ 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag

A TS-73/L egység tekercsadatai

- F₁: 18 mm átmérőn, 109 mm hosszban, 0,2 CuZ huzalal azonosan feltekercselve
 L₁: 4 menet, 30 mm átmérő, 20 mm hossz, 2 mm CuAg huzalból
 L₂: 6 menet, 25 mm átmérőn 24 mm hossz, 2 mm CuAg huzalból, leágazás az L- csatlakozásától a 2. menetnél
 L₃: 24 menet, 30 mm átmérő, 34 mm hossz, 1,2 mm CuZ huzalból, leágazás az L- csatlakozásától a 12. menetnél

A TS-73/K egység tekercsadatai

- L₁: 38 menet 0,2 CuZS, kereszttekercs, M 4×10 N20 vasmag, leágazás a hideg felől számított 16. menetnél
 L₂: 22 menet 0,2 CuZS 5 mm átmérőn, M4×10 N20 vasmag, leágazás a 12. menetnél
 L₃: 15 menet, 0,3 CuZS 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag, leágazás a 7. menetnél
 L₄: 12 menet, 0,35 CuZ 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag leágazás a 9. menetnél
 L₅: 10 menet, 0,4 CuZ 5 mm átmérőn, M 4×10 N10 vasmag, leágazás a 7. menetnél



12.9. ábra. DSB-jelről látható két a két oldalról közlő hordozó révül frekvencia- és amplitúdó-helyesen. Ezután burkoló detektorral demodulálható a jel

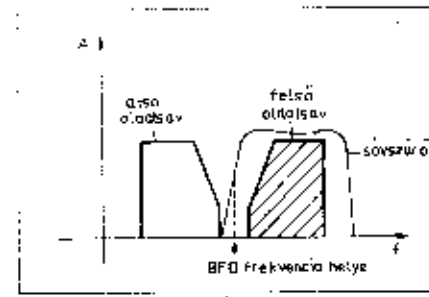
magasabb frekvenciákon (20 - 100 kHz) adnak kielégítő eredményt. Könnyel metlen velük bámi, mert a magasabb frekvenciákra csak többszörös keveréssel lehet eljutni a tökélyfrekvenciás zavarok miatt. Ugyanakkor nem elég arabilak, h5 és mechanikus behatások következtében könnyen elhangzólnak.

A 12.12. ábrán 50 kHz-es L-C szűrővel üzemelő 3,5 MHz-es adó tömbvázlata látható. Előbb 450 kHz-re transzponáljuk az SSB-jelét, majd egy újabb oszcillátorral 3,5 MHz-re keverjük. Keverő oszcillátorként rendeltérint kristály rezgőkörtöket használunk, hogy a frekvenciastabilitás megfelelő maradjon.

Magasabb frekvencián nem lehet L-C elemekkel nagy oldalmeredekségű szűrők készíteni. A nagy oldalmeredekség pedig kívánatos, mivel a DSB-jel alacsonyfrekvenciás modulációt tartalmazó két oldalát csak ilyen szűrő segítségével tudjuk határozosan elválasztani, tehát a nem kívánt oldalát elcsillapítani.

A kvarckristálynak az a tulajdonsága, hogy rezonancia-frekvencián igen nagy a jósági tényezője ($Q = 5000 - 20\,000$), tehát ilyen rezgőkörökkel nagy oldalmeredekséget lehet elérni. Mivel azonban a nagy jósági tényezőjű rezonátorok átteresztő sávja keskeny, így az egyetlen kristályt tartalmazó szűrő sávszélessége is kicsi lesz.

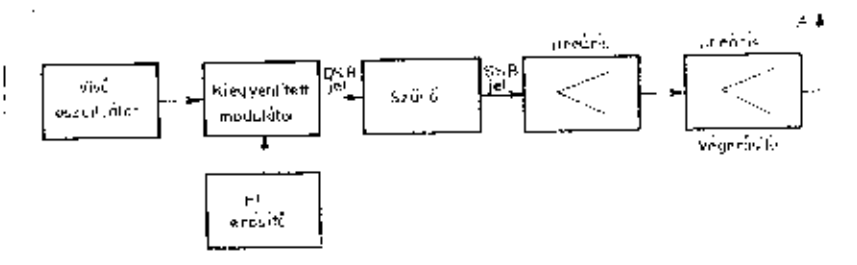
Különleges kapcsolásban, több, egymástól frekvenciában eltérő kvarcot alkalmazva elérhetjük, hogy az átteresztő sáv is elég széles lesz, ugyan-



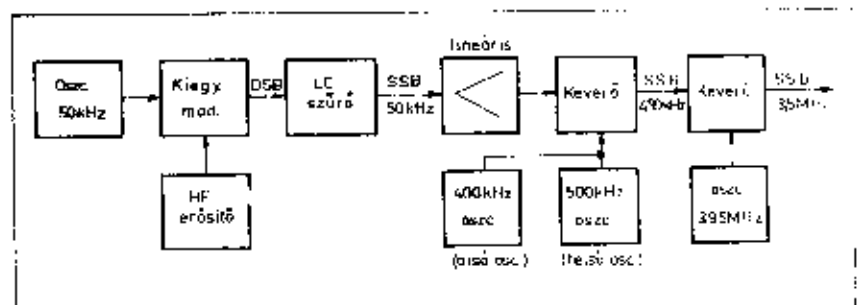
12.10. ábra. Nem olyan keskeny a váró frekvenciája, ha a középfrekvenciás sávszűrő révén az egyik oldalról válasszuk ki a jelet

akkor az oldalmeredekség is megfelelő a két oldalról szétválasztására. Annak érdekében 2,1-3,2 kHz sávszélességű szűrők már megfelelnek. Az oldalmeredekségnek olyan nagyra kell lenni, hogy a hordozó helyétől 200 Hz-cel feljebb és lejjebb az amplitúdóban legalább 20 - 20 dB változás legyen! Csak így tudjuk a nem kívánt oldalát elcsillapítani 40 - 50 dB értéken tartani.

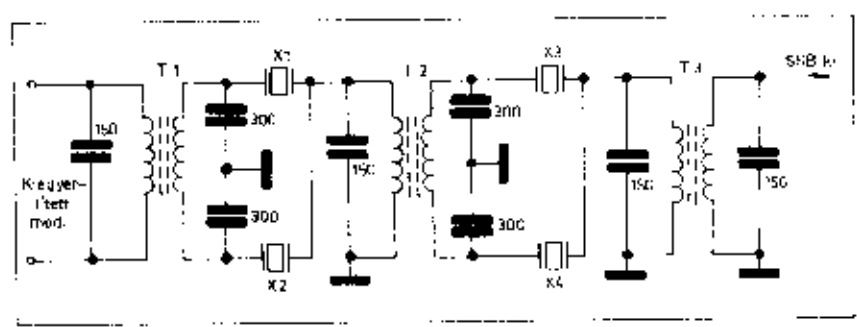
A 12.11. ábrán látható egy 9 MHz-es szűrővel készült adó tömbvázlata. Alacsonyabb frekvenciákon (100 - 500 kHz) kiváló szűrőket készítenek fém-rezonátorok segítségével. Ezeket a mechanikus szűrőket jó eredménnyel használhatják fel az amplitúdó is, de ezeknek is hátrányuk, hogy az aránylag alacsony frekvencia miatt a magasabb frekvenciákhoz csak többszöri keveréssel juthatunk el.



12.11. ábra. Szűrő-típusú SSB-adó tömbvázlata



12.12. ábra. LC-szűrős adó tömbvázlata kétszeres keveréssel. Az oldalátválasztást az alsó és felső keverés váltóztatásával oldhatjuk meg



12.13. ábra. Alacsonyfrekvenciás kristálysűrő

A 12.13. ábrán bemutatunk egy 450 kHz-es, 4 kristályos szűrőt. Az X_1 és X_2 kristályok 1,8 kHz-cel magasabb frekvenciára készültek, mint a másik kettő. A transzformátorok közönséges, rádiókészülékekben használatos középfrekvenciás sávszűrők.

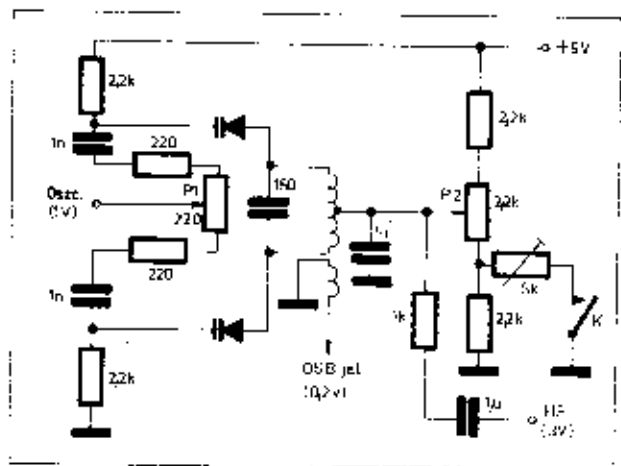
Kristálysűrők készülnek magasabb frekvenciára is, így igen kedvelték a 9 MHz-es szűrők. Ilyet alkalmazva egyetlen keverő frekvenciával a 3,5 és a 14 MHz-es amplitúdó frekvenciákat elő tudjuk állítani.

Fázistolás SSB-generátorok

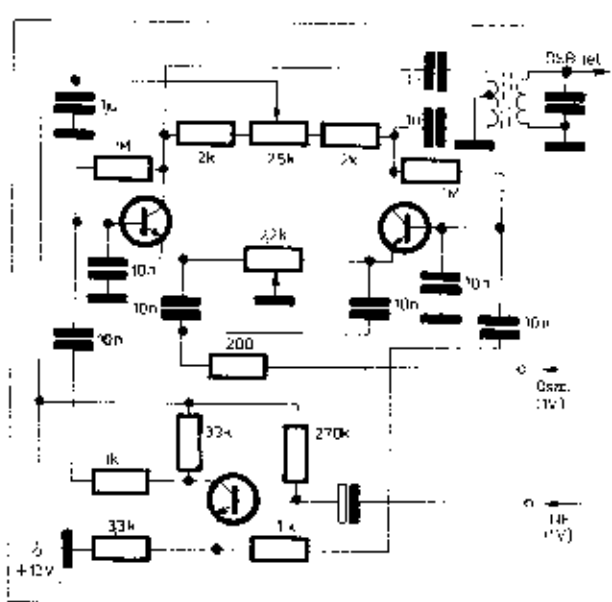
Az egyik oldalátválasztást nemcsak szűrő segítségével tudjuk elvégezni, hanem fázistolással is.

Az elmi hullámteramból ismeretes, hogy két azonos amplitúdójú és frekvenciájú, de egymáshoz képest 180 fázistolással rendelkező rezgések egymást kioltják, tehát az eredő amplitúdó zérus lesz.

Ha a nem kívánt oldalátválasztást el akarjuk érni, akkor az ismeretlen



12.5. ábra. Egyszerű kaparítástípusú modulátor BA 112 párral



12.6. ábra. Transzisztoros balansz-modulátor

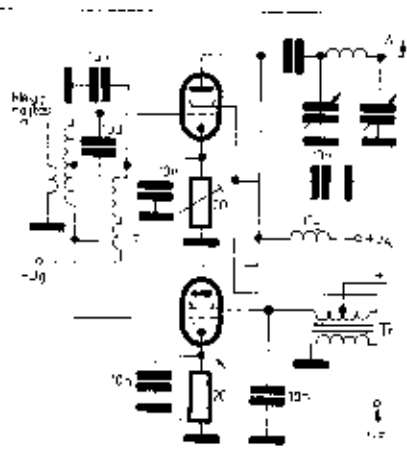
A 12.5. ábrán tüntetjük fel a megvalósítható DSB-adó tömbvázlatát. A DSB-jelét kis teljesítményű ki-egyenlített modulátorral állítjuk elő, majd a kellő szintre erősítve, lineáris vég erősítővel sugározzuk ki. A köz-belső erősítő fokozatoknak is lineárisnak kell lenni.

A DSB jel vétele

Vétel oldalán először is gondoskodni kell arról, hogy az adónál kijelölt hordozót frekvencia- és fázishelyesen elő-állítsuk a vevőkészülékben. Ez nem a legkönnyebb feladat és ez az egyik oka annak, hogy az egyébként aránylag egyszerűen előállítható DSB adási mód nem terjedt el. A hordozóval együtt kiegészített kétoldalsávú adás vételéhez egy egyszerű diódás demodulátor (burkoló detektor) megfelel, az elnyomott vivőjű adás vételéhez már bonyolultabb megoldás szükséges.

A 12.9. ábrán látható, hogy a vett két oldalsáv közé, az elnyomott vivő helyére kell egy megfelelő erősségű helyi vivőt adni, utána már burkoló demodulátort használhatunk.

Egyszerűbb a helyzet, ha az egyik oldalsávot a vevőben kiejtjük, vagy erősen csillapítjuk. A 12.10. ábrán az látható, amikor a vevő nagy oldalmé-
redekességű szelvénytől szűrője a DSB-jel alsó oldalsávját erősen csillapítja. Nyenkor bevezetéséhez elegendő a szokásos stabil heat-oscillátor. A vivő közelbe hangolva, ha nem is ezek frekvenciában vagy fázisban egybe az eredeti vivővel, az érthetőség nem eső-
ken lényegesen, csak esetleg magasabb vagy mélyebb hangon hulljuk az el-
lenállomást, mint ahogy eredetileg modulálva van. A másik oldalsáv ki-
ejtése nélkül ez nem megy, mert a másik oldalsávból is megjelenik de-
modulált jel, mely érthetatlenné teszi a vett információit.



12.7. ábra. Balansz-modulátor a vég-fokban. A teljesítményerősítő csövek ki-egyenlített a katódban levő 20 ohmos változtatható ellenállásokkal lehet megvalósítani. DSV üzemmódra használjuk régebben, két 6L6 csövet, ma nem használható a nagy zavarosugrás miatt

Az SSB/SC jel előállítás

Nos, a DSB vételnél az a leegyszerűsített változata vezet el bennünket az egyoldalsávú, elnyomott vivőjű (SSB/SC) Single Sideband Suppressed Carrier) modulációhoz, illetve adás-módhoz.

A vivő kiejtését a DSB-nél lényegelt módon megvalósítjuk. Ezután a két-oldalsávú, elnyomott vivőjű jelet így vezetjük át egy nagy oldalmé-
redekességű, keskenysávú szűrőn, hogy az egyik oldalsáv kiessen, illetve erős csillapítást szenvedjen. Az így kapott jel már SSB-jel, tehát csak az egyik oldalsávot tartalmazza.

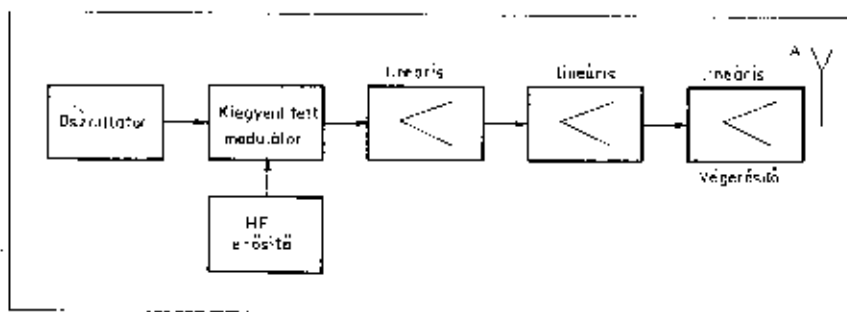
Annak megfelelően, hogy a szűrő a DSB/SC jelnek az alsó-vagy felső oldalsávját engedi tovább, beszélünk alsó- vagy felsőoldalsávú SSB-jelről.

A 12.11. ábrán tüntetjük fel egy ilyen, szűrős módszerrel üzemelő SSB adó tömbvázlatát.

Szűrőként használható:

1. - C szűrő, kristálysűrő, mechanikus szűrő

Induktivitásokból és kapacitásokból összeállított L - C szűrők csak ala-

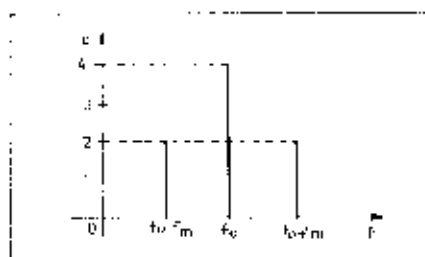


12.8. ábra. DSB-adó tömbvázlat

Vívó nélküli amplitúdó-moduláció

Hídvégi Tibor okl. vill. mérnök HA 5 BB

Az 12.1. ábrán látható az $m = 1$ modulációs indexű, tehát 100%-ban ki-modulált nagyfrekvenciás jel spektruma. A hordozó amplitúdója kétszer akkora, mint az oldalsávoké. A teljesítménynek tehát a fele a hordozó kisugárzására használódik el és csak fel-feljesítmény jut a hasznos információ kisugárzására. Rosszabb lesz ez az arány akkor, ha az adó nincs teljesen ki-modulálva.



12.1. ábra. $m = 1$ modulációs tényezőjű amplitúdó-modulált jel spektruma a frekvenciatarományban, egy modulált nagyfrekvencián esetén

Az ábrán az is látható, hogy a hasznos információt tartalmazó oldalsávok a vívó két oldalán helyezkednek el. Mindkettő azonos információt tartalmaz. Ha elgondoljuk, hogy a bírányag átviteléhez elegendő lenne vagy az alsó, vagy a felső oldalsáv, felvetődik a kérdés, hogy miért sugárzunk ki feleslegesen egy hordozót, mely nem tartalmaz információt és ugyanakkor a hasznos információt is kétszeresen sugározzuk. Ennek magyarázata az ilyen jel egyszerű vételében keresendő, mivel demodulálásra elegendő egy dióda is, tehát a vevőkészülék olcsóbb lehet. Ezzel szemben nagy árat kell fizetni kisugárzott energiában. Mit tehetünk a rendszer javítása érdekében?

Első, legfontosabb feladat, hogy a felesleges hordozót ne sugározzuk ki. A vívó kiejtését kiegyenlített (balansz-) modulátorban valósítjuk meg. A kiejtő jel a 12.2. ábra szerinti kétoldalsávos, elnyomott vívójú (DSB/SC) = Double Sideband Suppressed Carrier modulált nagyfrekvenciás lesz.

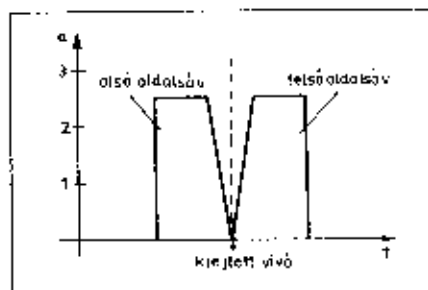
Kiegyenlített modulátorok

A 12.3. ábrán egyszerű, két diódával megépített kiegyenlített modulátor látható. A nagyfrekvencia és a hangfrekvencia keverése a diódák segítségével történik és a modulált jel a kimenő rezgőkörön jelenik meg. Mivel a hordozó ellenütemben kerül a diódákra, ugyanakkor a diódákról párhuzamosan megy a jel a kimenő rezgő-

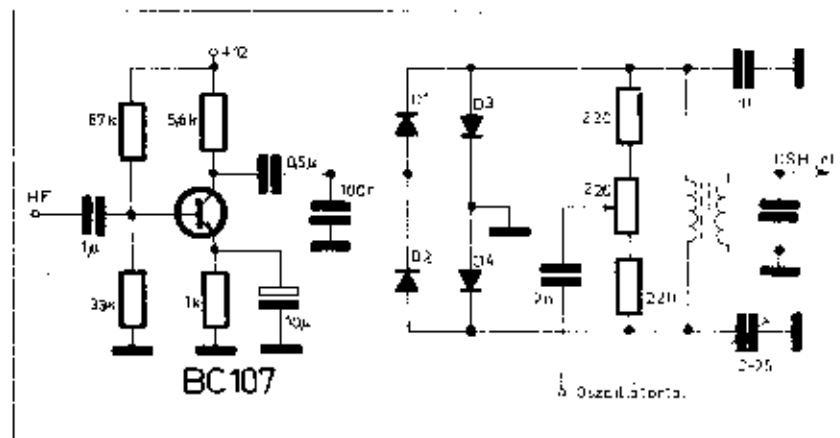
körbe, a hordozó nem jelenik meg a kimeneten. A kiegyenlítést az I. kolumnos potenciométerrel lehet beüzemeltetni. Szükség esetén a C_1 -vel jelölt balanszrózó kapacitást is állítani kell. A D₁ és D₂ változatot, azonos karakterisztikájú példányok legyenek.

A 12.4. ábrán az előző kapcsolás négy diódás változata látható. Itt is fontos, hogy a négy dióda azonos karakterisztikájú legyen.

Modernebb változat a 12.5. ábrán látható kapacitásdiódás modulátor. A diódák kapacitása a hangfrekvencia ütemében változik. Következésképp létrejön a modulált jel. A kiegyenlítést a diódákra utólag feszültséggel valósítjuk meg (P_1). Ha a híd egyensúlyát felborítjuk, megjelenik a vívó. Ezt a célt szolgálja a K kapcsoló, mely párhuzamosan kapcsol egy ellenállást a kiegyenlítő feszültségosztó alsó tagjával. Az így megjelenő hordozó alkalmas lehet arra, hogy szaggatva *virágó adást* valósítsunk meg. A hangfrekvenciát természetesen ilyenkor nem adjuk a modulátorra.

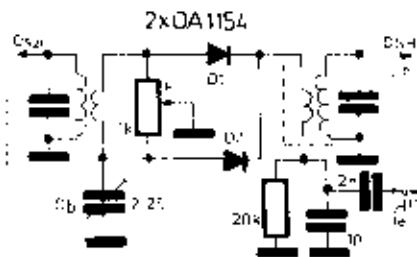


12.2. ábra. A feleslegesen nagy teljesítmény igénylő hordozó elhagyása esetén két azonos információt tartalmazó oldalsávunk van: felső és alsó oldalsáv. Az ábrán a DSB (SC) jel spektruma látható



12.4. ábra. Négydiódás balansz-modulátor. A diódák azonos karakterisztikájú példányok legyenek

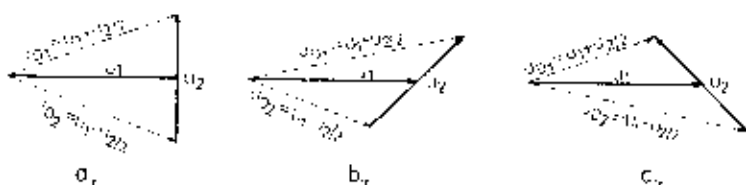
A 12.6. ábrán tranzisztoros változat látható. A két tranzisztor emittorára adjuk a hordozót, azonos fázissal. A hangfrekvenciát - fázisfordító tranzisztoron át - ellenütemben tápláljuk a modulátor tranzisztorok bázisára. A kimenő kör ellenütemű - így a hordozó kiejtése megvalóul.



12.3. ábra. Kétdiódás kiegyenlített vívó-kiejtés kapcsolás

A kis torzítások érdekében az ábrán felüntetett hordozó és hangfrekvenciás feszültségértékeket be kell tartani.

Régebben szokás volt *nagyteljesítményű* kiegyenlített modulátorokat használni DSB-adásból. Egy ilyen változat látható a 12.7. ábrán. A kis nagyfrekvenciás végerősítő ellenütemben kapja a meghajtó hordozó nagyfrekvenciát. Az anódot párhuzamosan csatlakoznak az antennacsatlakozó körbe. A hangfrekvenciát a végerősítő segédtrécsusa adja. Mivel ennél a megoldásnál a nehéze kiegyenlítésen kívül sok zavar is keletkezik, ma már nem használják és csak az érdekesség kedvéért említjük meg mi is.



11.38. ábra. A diódákca juttó feszültségek vektoros ábrázolása. Első esetben mindkét dióda azonos nagyságú feszültség jut, kimeneten nem jelentkezik feszültség. Ebben az esetben csak forduló van. A b és c eset fordulóiról nagyobb, illetve kisebb frekvenciájú gerjesztést adott. A kimeneten pozitív, illetve negatív feszültség jelent meg

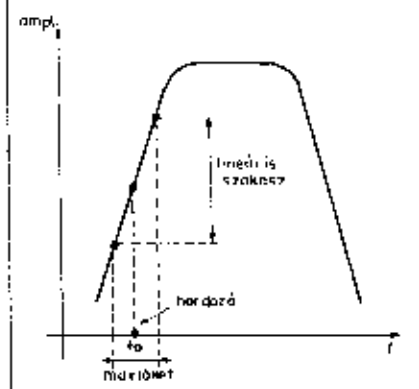
változása alakul, melyet a hirtelül demodulátor már egyenirányítási lépés. Belátható, hogy a torzítás nagyon függ a savszűrő átviteli görbéjétől, helyesebben a lezárt szakasz lineáritásától és a frekvenciától nagyságától. Nagyobb löketekhez laposabb átviteli görbéjű szűrő felel meg, ugyanakkor a demodulált feszültség kicsi lesz. Nagy oldalmódulációs szűrőkkel (amiféleképp SSB-nél használunk) nem érhetünk el jó FM-velről az itt vizsgált módot, mert ez csak kis lökelt esetén ad torzítatlan kimenő jelet.

Előkemelés és utócsillapítás

Frekvencia-modulációs üzemmódban minél a zajok a hangfrekvenciás

spektrum magasabb frekvenciás tartományában nagyobbak) jobb érthetőséget biztosíthatunk a vétel helyén, ha az előkészítő modulátorban előkészítést (pre-emphasis) alkalmazunk a magasabb frekvenciákon. Leggyorsabb módja ennek az, ha a hangfrekvenciás erősítő kollektorkörében (anódkörében) LK tagot alkalmazunk munkakapacitás helyett. Általában 2 kHz feletti szakraunk kicseréljük erre a frekvenciára $L = 0,75 \text{ H}$, $R = 10 \text{ kohm}$.

A vevőoldalon az élethű hangszínezet biztosítására aluláteresztő szűrőt kell alkalmazni, mely éppen fordítva, 2 kHz környekétől a magasabb frekvenciák felé csillapító hatással van (de emphasis). A k61 áramkörre látható megoldás a 11.42. ábrán. A vevőben a magas hangok végig egyelőként javít a jel-zaj viszonyon.



11.41. ábra. Középfrekvencia átviteli görbe. A szűrés, közel lineáris szakasz középre kell állítani a hordozót. A maximális lökelt az oldalmódulációk erősen befolyásolja. Nagyon meredek sávszűrővel csak kis frekvenciátörtek vehetők ilyen módon

Nézzük ezután milyen előnyökkel és hátrányokkal rendelkezik a frekvencia-moduláció:

1. Sustorgási zaj szempontjából lökelt a nagylöketű FM-sokkal jobb tulajdonságú. A sustorgási viszony AM-hez képest:

$$u_s = \left[\sqrt{3} \cdot \frac{f}{f_{mod}} \right]^2$$

Ha f frekvenciátörket 75 kHz, a maximális moduláló frekvenciát $f_{mod} = 15 \text{ kHz}$, akkor:

$$u_s = 7,5$$

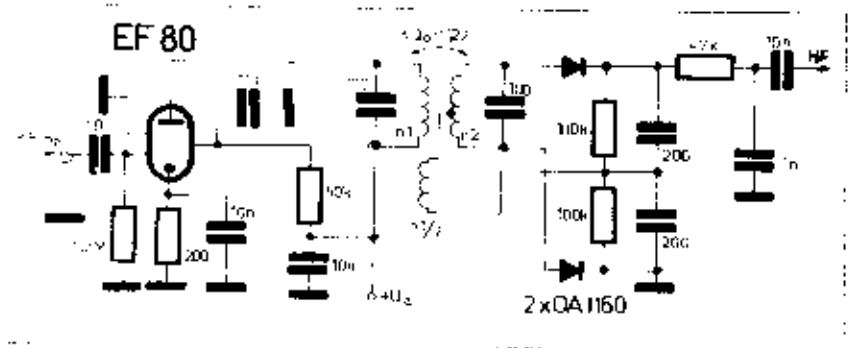
Ez a 7,5-szörös teljesítmény 18,7 dB-t jelent.

2. Előkemelés alkalmazásával, a vevőben aluláteresztő szűrőt használva további javulás az FM javára: 10 dB

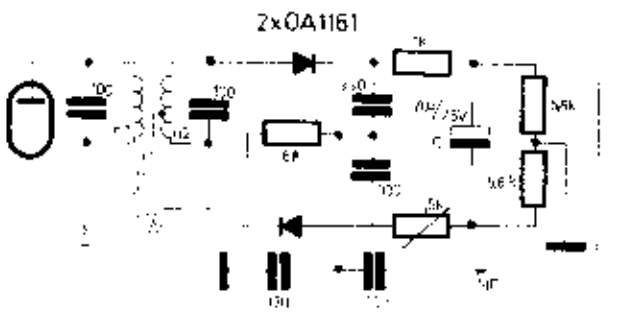
3. Az aluláteresztést teljes végfokteljesítménnyel lehet üzemeltetni, így a nagyobb féműből származó nyereség: 3 dB

Az így felsorolt jel-zaj viszony növekedéseket összeszámoljuk, eredményül kb. 32, dB-tel jobb az FM az AM-nél (teljesítményviszony).

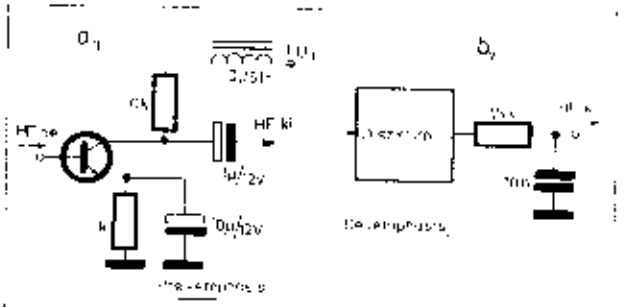
Határny, hogy szélesebb sávot foglal el és a vevőkészülék bonyolultabb, mint az AM-vevő.



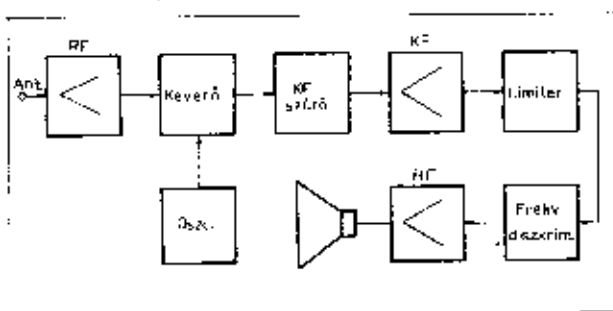
11.39. ábra. Frekvencia-diskriminátor névelt szekunder feszültségű. A primárfeszültséget a felülszakaszú csatlótelekkes biztosítja szinus csatlózással



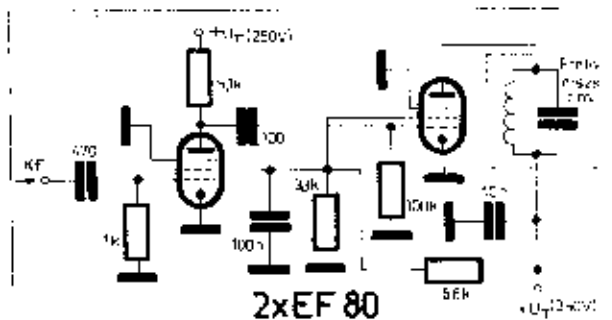
11.40. ábra. Átviteli körű képződés végső. A nagykapacitású kondenzátor feltöltődése miatt károsító hatású is az átvétel



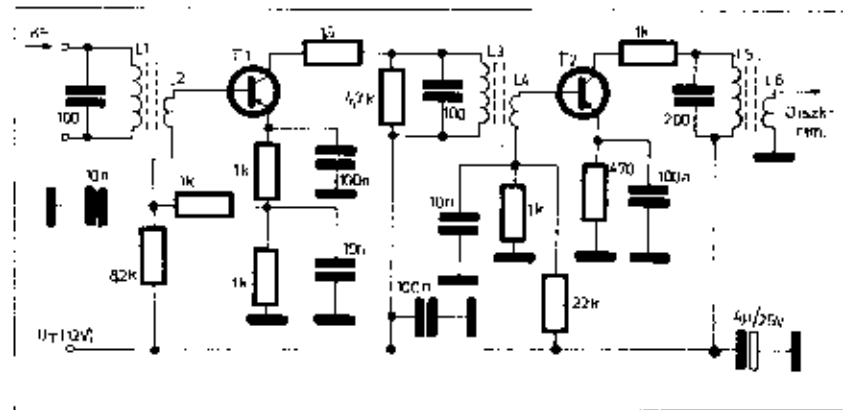
11.42. ábra. Előkemelés és utócsillapító (edény) a jel-zaj viszony javítása érdekében



11.32. ábra. FM-vevő tömbvázlata



11.33. ábra. Csőves limitáló fokozat. A kis csővérfeszültség követésében a csövek hamar telítésbe mennek



11.34. ábra. Transzistoros limitáló erősítő

tektor. Limitáló hatást fejt ki a C kapacitás feltöltődése révén. A csatolt körök terheletlen jósági tényezője a lehető legnagyobb legyen ($Q_s = 100 - 150$). A primár menetszáma a szokásosnál 1,3-szerese, ennek megfelelően az itt alkalmazott kapacitása kisebb. Gyakorlati értékek 10,7 MHz-en: 30 pF primár és 50 pF szekunder kapacitás. Az induktivitás a rezonanciafrekvencia ismeretében kiszámítható.

NBFM adások vételéhez sok esetben kielégítően használhatók a meglévő AM-vevők is. Az átviteli KF-görbe lezálló ágának a közepére állítjuk a hordozót (11.41. ábra), a bemeneti frekvenciaváltozása így amplitúdó-

venencián, a c esetében a hordozótól alacsonyabb frekvencián való üzemet mutat.

A lineáris demoduláció feltétele, hogy a primár és a szekunder tekercsek között a $k \cdot Q_s$ 2 érték legyen beállítva, ahol k a csatolási tényező és Q_s a rezgőkörök terhelési jósági tényezője. A demodulátor merüléssége ilyen csatolás biztosításával még megfelelő lesz.

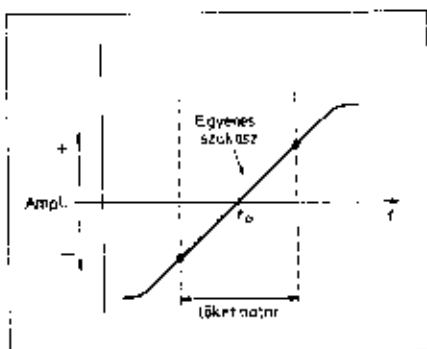
Érzékenyebbé tehetjük a demodulátort, ha a szekunder feszültséget növeljük. Ezt úgy valósíthatjuk meg, hogy az áttételt nagyobbra vesszük, tehát a szekunder tekercs menetszáma nagyobb. Mivel azonban a kört rezonanciára kell hangolni, a nagyobb menetszámhoz kisebb kapacitást kell

alkalmazni, ez azonban labilitású tevé a demodulátor működését. Ezért a 11.39. ábra szerinti megoldást alkalmazzák. A primár tekercsre szorosan rátekeresnek egy *felő* menetszámú tekercset, arról adják a jelet a szekunder középról.

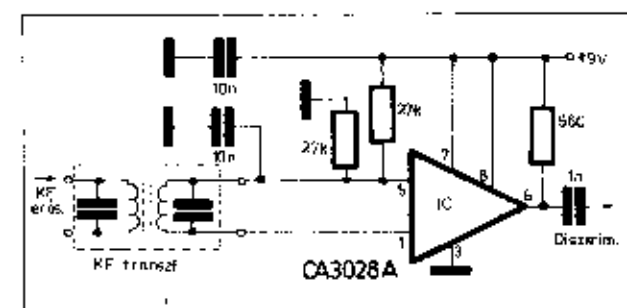
A kis torzítású működés feltétele:

$$k \cdot Q_s = 1,22$$

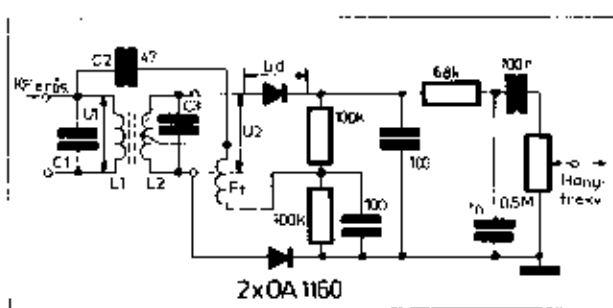
A 11.40. ábrán látható kapcsolás nagyon hasonló az előzőhöz, azonban a diódák bekötése fordított, ezenkívül egy nagykapacitású kondenzátor (c) is szerepel benne. A hangfrekvenciát is melegebben vesszük le, mint az előzőnél. A demodulátor neve: *arányde-*



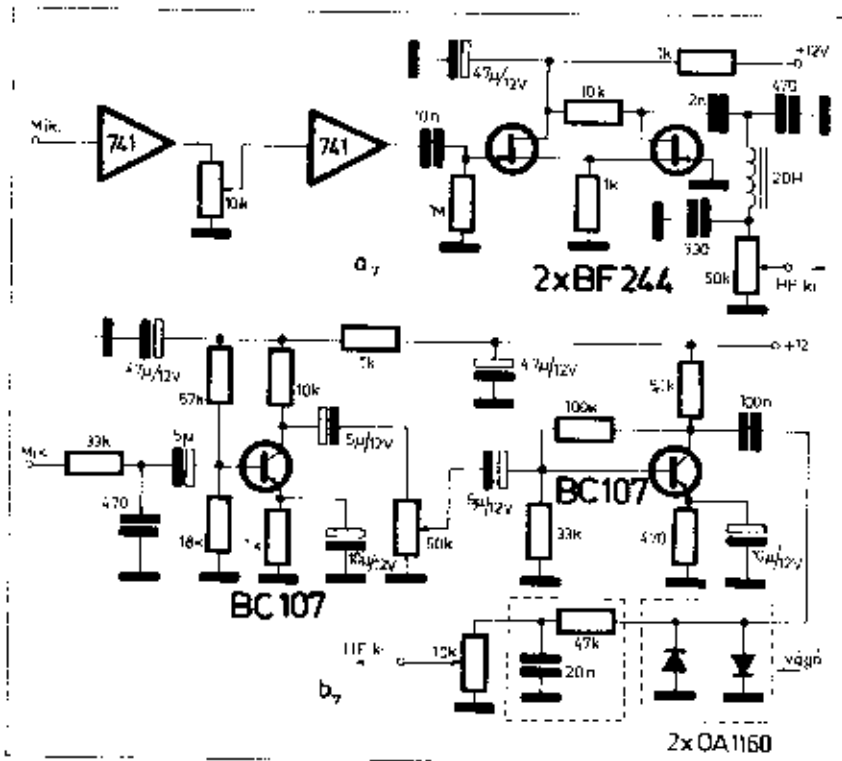
11.36. ábra. A frekvencia-diszkriminátor frekvencia-feszültség karakterisztikája. Az egyenes szakasz hossza szabja meg a torzításmentes demodulálás határát



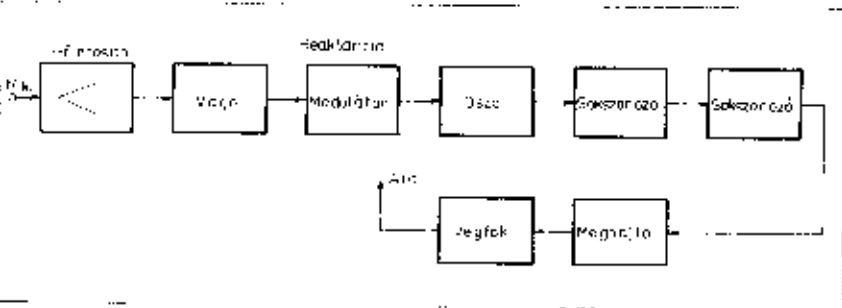
11.35. ábra. Limiter CA 3028 integrált áramkörrel



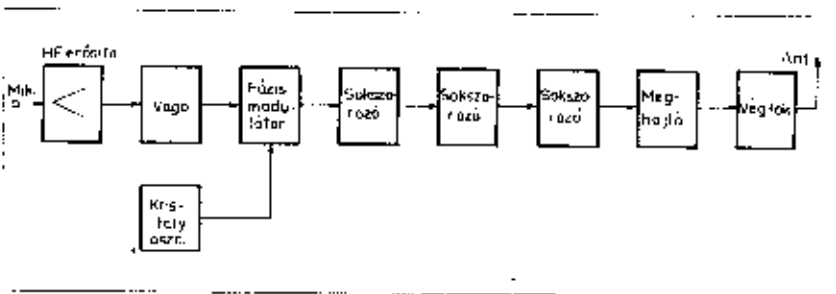
11.37. ábra. Frekvencia-diszkriminátor kapcsolási rajza. A diódákra jutó feszültség a primár és a fél szekunder feszültségből áll. Az Ft fejtő 2,5 mH-s osztott típus



11.29. ábra. Félvezetős kompresszor és limitáló áramkörök. Az a eset integrált áramkörökkel érhető, majd FET tranzisztoros vágóval limitál és π -taggal szűr. A b változat tranzisztorokkal érhető, diódákkal vág és a felharmonikusokat RC-szűrővel csökkenti



11.30. ábra. Direkt FM-átvitel tömbvázlata



11.31. ábra. Indirekt FM (PM) átvitel tömbvázlata

han szükséges sávszelvényről, melyet a frekvencia (lízis) löket és a legnagyobb moduláló frekvencia határoz meg. Középfrekvenciás erősítés után (vagy közben) gondoskodni az amplitúdó-modulációs jellegű zavarok levágásáról. Ezt a feladatot látja el a *limiter* fokozat.

A 11.33. ábrán csöves limiter látható. A csövek munkapontját úgy állítják be, hogy minimális legyen a nyugalmi anódaáram. A kis segédtránszfeszültség hatására a pozitív csúcsokban hamar telítésbe vihető a cső, így ezek a csúcsok vágottak lesznek. A negatív modulációs csúcsok irányában a cső hamar lezár, tehát itt is vágás történik.

A limiter fokozat után következő rezgőkörnek fontos feladata van! A vágás következtében létrejött felharmonikusokat, torzítási termékeket szűri ki a jelből.

A 11.31. ábrán tranzisztorokkal felépített limiter látható. A jó limitáló tulajdonságot a kis biasfeszültség biztosítja. A kollektor körben látható ellenállások a limitálást segítik elő a pozitív csúcsokban (leszűkítik a kollektorfeszültséget).

A 11.35. ábrán CA 3028 IC-vel kivitelezett limiter látható. A limiter előtt a középfrekvenciás jelet olyan szintre kell erősíteni, amekkora a limiter jó működéséhez szükséges. Integrált áramkörös limiter esetén elegendő 150 mV bemenő feszültség a jó limitáláshoz.

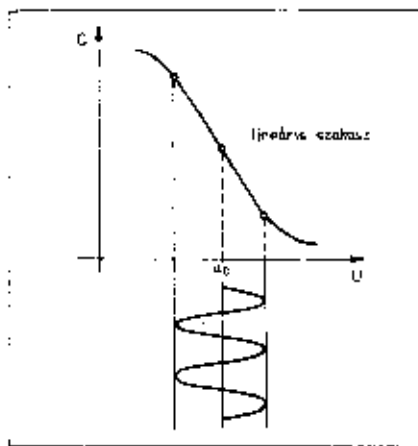
A limiter után következő FM-diszkriminátor frekvencia-amplítáló karakterisztikája látható a 11.36. ábrán. A diszkriminátor kimenetén csak hordozó esetén nincs jel. A hordozótól magasabb frekvenciájú jel esetén pozitív, alacsonyabb frekvencia esetén pedig kimenő feszültséget kapunk.

A diszkriminátor egyik jellemzője a *frekvencia-amplítáló meredekség*. Ezt V/kHz értékekben adják meg. A hordozótól 1 kHz frekvencia-eléréseknél ekkora feszültség mérhető a demodulátor kimenetén. Másik fontos jellemző még a *linearitás*. A 11.36. ábrán látható karakterisztikának lehetőleg hosszú egyenes szakasza legyen, mert csak így demodulálhatunk nagy löketeit elfogadhatóan kis torzítással. Ha nincs egyenes szakasz, akkor erős nemlineáris torzítások keletkeznek. A 11.37. ábrán egy frekvencia-diszkriminátort láthatunk. Működése a következő:

A középfrekvenciás transzformátor primer és szekunder feszültsége között 90° fáziseltérés van. A diódákra jutó feszültség két összetevőből áll: az egyik a primer feszültség, mely a U_1 kapacitáson át jut a szekunder tekercs ledugaszára (U_2). A másik összetevő a szekunder feszültség fele ($U_2/2$). A diódán levő feszültség tehát:

$$U_d = U_1 + U_2/2$$

A 11.38. ábra vekrosusan mutatja a két feszültség összegét. Az a esetben csak hordozó van jelen, ilyenkor a diódákra azonos nagyságú feszültség jut, a kimeneten nincs feszültség. A b eset a hordozótól magasabb frek-



11.26. ábra. A kapacitásdióda lineáris szakasza. A nyugalmi előfeszítést a lineáris szakasz középre kell beállítani

golva az oszcillátor frekvenciáját, azt frekvenciában modulálja.

A reaktanciós által képviselt kapacitás:

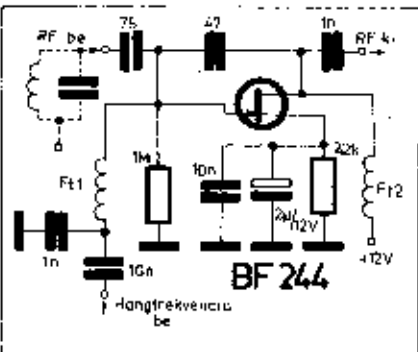
$$C = S \cdot U \cdot R$$

ahol C a cső anódja és néma közti kapacitás (C_1), R a cső rácsköri ellenállása és S a maradéksége.

Tehát a kapacitásváltozás a maradékség függvénye, ezt pedig a moduláló feszültséggel változtatjuk. A maradékség-változással együtt a cső belső vezetése is változik, mely az oszcillátor rezgőkörét terheli, változó terheléssel. A változó terhelés járulékos AM-et eredményez.

A nemkívánatos amplitúdó-modulációt a következő fokozatokban válogással távolíthatjuk el. Nagy belső-ellenállású modulátoros alkalmazások csökkentik az AM veszélyét.

A 11.25. ábrán diódás FM-modulátort láthatunk. Dióda-ként 13A 102 kapacitásdiódát használhatunk. A dióda 2-3 V záró előfeszítést kap, ezzel alapkapacitását állítjuk be. A moduláló hangfrekvencia hatására a dióda kapacitása változik, ez hat az oszcillátor frekvenciájára és az eredmény



11.27. ábra. Fázismodulátor. A BF244 tranzisztor végzi a fáziseltérítést a hangfrekvencia ütemében. Az Ft fojtóteker-csek 2,5 mH-s osztott típusúak

frekvencia-moduláció lesz. A moduláció akkor lesz kis torzítású, ha a dióda munkapontja a 11.26. ábra szerinti dióda-frekvenciagörbe egyenes szakaszának közepére esik. A maximális kivézelhetőséget az egyenes szakasz hossza szabja meg.

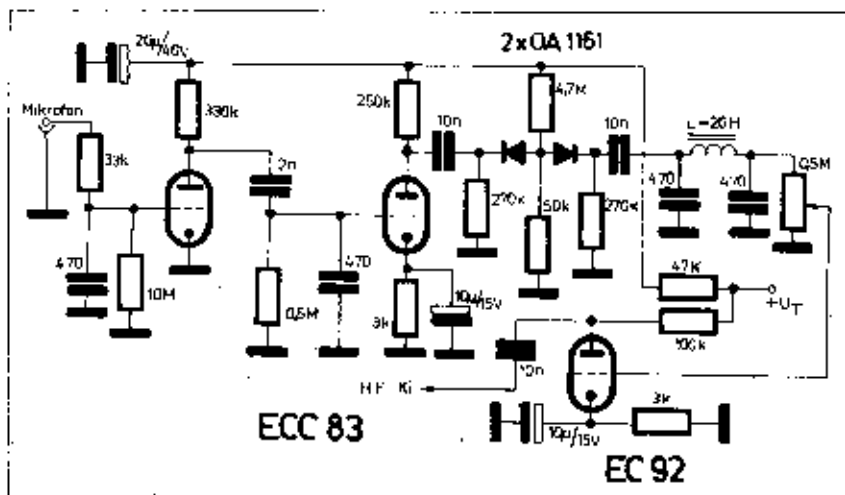
A frekvencia-öklet nagyságát a rezgőkör összes, statikus kapacitása és a varaktor kapacitásváltozásának aránya szabja meg. Nagyobb öket úgy érhető el, hogy csökkentjük a rezgőkör nyugalmi kapacitását.

Az oszcillátor után alkalmazott sokszorozó fokozat növeli a öketet. Amennyiben lesz nagyobb a kimenő öket, ahányszor nagyobb frekvenciára sokszoroztuk a rezgéseket.

Példa: 2,5kHz öketű NBFM jelet állítunk elő 28MHz-re.

Az oszcillátor 7 MHz-en rezeg. A kívánt sokszorozás:

$$n = 28/7 = 4$$



11.28. ábra. Hangfrekvenciás kompresszor és limitáló áramkör. Az első két trióda nagy szintre erősíti a mikrofon jelet, majd ezt két előfeszített dióda vágja. A felharmadikusokat QTC taggal szűrjük, majd ismét erősítünk

Az oszcillátorban alkalmazandó öket:

$$\Delta f = 2,5/4 = 0,625 \text{ kHz} = 625 \text{ Hz}$$

Tehát ilyen frekvencia-eltérést kell a modulátorral biztosítani. Belátható a tápfeszültség gondos szűrésének és az áramközlésnek a fontossága.

Frekvencia-moduláció helyett fázis-modulációt is használhatunk. Fázisban nem az oszcillátort, hanem valamelyik közbenső erősítő zárókörét szoktuk modulálni a 11.27. ábrán látható egyik megoldás szerint. A rezgőkör a hangfrekvencia ütemében elhangulódik és ez eredményezi a fázis-modulációt.

Fontos a rezgőkör terhelt jósági tényezője (Q_c). Amennyiben ez nagy, kis moduláló jellel is nagy fáziseltérítést hozhatunk létre, de a nemlineáris fázismenettel miatt nagy torzítások keletkeznek. A terhelt jósági tényezőt 15-20 értékre lecsökkentve elfogadható a torzítás és ugyanakkor elegendő nagy fáziseltérítést tudunk biztosítani.

Mivel a fázis-modulációnál nem az oszcillátort moduláljuk, az lehet kris-

tályvezérelt, tehát stabilabb adót tudunk készíteni.

A fázis-modulációval egyidőben a rezgőkör alhangolása következtében amplitúdó-moduláció is keletkezik. A nem kívánatos járulékos moduláció rendszerint többszöröző fokozatokkal kiegészített vágó áramkörökkel szüntetik meg. A nagyobb fázis-ökletek biztosítására nagyobb többszörözést kell alkalmazni.

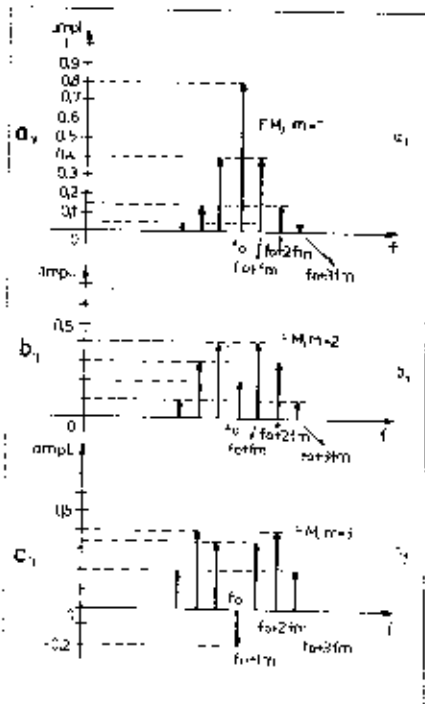
A hangfrekvenciás jel amplitúdóját lehetőleg állandó szinten kell tartani, ezt a feladatot látja el a 11.23. ábra szerinti komprimáló és vágó áramkör.

Működésének lényege, hogy a hangfrekvenciát nagy erősítés után vágó áramkörre vezessük, mely nem enged emelkedni az amplitúdót egy bizonyos szint fölé. Mivel a vágás következtében sok felharmadikus keletkezik, mely torzítással jár, a kimeneten 3 kHz határfrekvenciájú aluláteresztő szűrő

gondoskodik a torzításai termékek kiszűréséről. A nagy erősítés következtében már gyenge hangoknál is maximális hangfrekvenciás amplitúdó biztosít a kapcsolás. A 11.29. ábrán félvezető változatok láthatók. A 11.30. ábrán direkt FM-adó tömbvázlatát láthatjuk, a 11.31. ábra pedig fázis-modulált (indirekt) FM-PM adó tömbvázlatát vizsgálhatjuk. Látható, hogy PM-adónál a többszöröző fokozatok száma nagyobb, a szükséges öket biztosítására.

Hogyan történik az FM-adás vétele?

A szokásos FM-vevő tömbvázlata látható a 11.32. ábrán. Az antennáról bejövő nagyfrekvenciás jelet a szokásos módon erősítjük, majd helyi oszcillátor segítségével középfrekvenciásvá transzponáljuk. A középfrekvenciás sávszűrő szélesebb átviteli sávval rendelkezik, mint az AM-vételnél szokásos. Az előzőekben volt szó a minimális-



11.22. ábra. Frekvenciavariációval jel spektruma egyetlen moduláló jel esetén a frekvenciartartományban. Az a eset keskenysávú modulációnak fogható fel, a felharmonikusok kis amplitúdójuk és gyorsan csökkennek. A b ábrán $m = 2$ modulációs indexű, tehát nagyobb löketű moduláció látható. A hordozó lecsökken, megvárnak az első felharmonikusok, az adó nagyobb helyet foglal el a sávban. A c esetben nagyon széles sávban sugároz az adó ($m = 3$)

Növelve a modulációs indexet felülről, hogy a hordozó lecsökken és a harmonikusok amplitúdója megnövekszik (b és c ábrák).

A 11.23. ábrán PM-jel spektruma látható. Lényegében azonos az FM-jelével de a vívőnél alacsonyabb frekvenciartartományban a harmonikusok fázisa felváltva megfordul. A 180°-os fázisfordulást az ábrán úgy érzékel-

tjük, hogy a spektrumvonal iránya megfordul (lefelé mutat). Ha a lefelé mutató spektrumvonalakat felfelé állítva képzeljük el (szagatottan rajzolva), az azonoság nyilvánvaló. Ilyen fázisfordulás látható a 11.22 ábrán is, amikor a vívő fázisa fordul meg.

Milyen sávzélességű vevő szükséges az FM-vételhez?

Az FM és a PM-jel vételéhez nem elegendő az AM-nél megismert sávzélesség, mely kétoldalsó AM esetén a moduláló frekvencia kétszerese volt.

A sávzélesség függ a frekvencia- (fázis-) löket nagyságától és a moduláló frekvenciától is a következő összefüggés szerint:

$B = 2 \cdot \Delta f + f_{mod}$
ahol Δf a frekvencia-löket nagysága és f_{mod} a legmagasabb moduláló frekvencia.

Nézzük meg ezután az amatőr forgalomban használatos löketeket és a vételhez szükséges sávzélességeket.

1. Szélessávú löket (15 kHz)
2. Keskenysávú löket (5 kHz)
3. „Születő”-sávú löket (2,5 kHz)

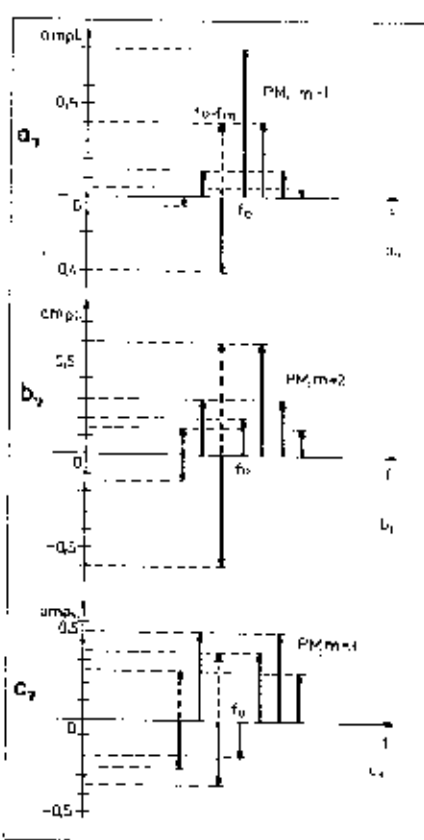
Ha $f_{mod} = 3$ kHz, mely amatőr forgalomban megfelelő érték, a különböző üzemmódokhoz tartozó vevő-sávzélességek a következők lesznek:

1. $B = 2 \cdot 15 + 3 = 33$ kHz
2. $B = 2 \cdot 5 + 3 = 13$ kHz
3. $B = 2 \cdot 2,5 + 3 = 8$ kHz

Érdekes megemlíteni, hogy ha a modulációs indexet 0,6-re választjuk, akkor a két oldalsáv iránya a hordozóhoz 1:4, tehát hasonló lesz egy 100%-ban kimodulált AM-jelhez. Figyelembe véve, hogy az FM-adók modulálásához alig kell teljesítmény, ezenkívül az ilyen keskenysávú adást AM-detektorral is lehet (kisebb hatéfékkel) venni, ez magyarázza a keskenysávú FM-üzem mód régi közkezdvelelőgét.

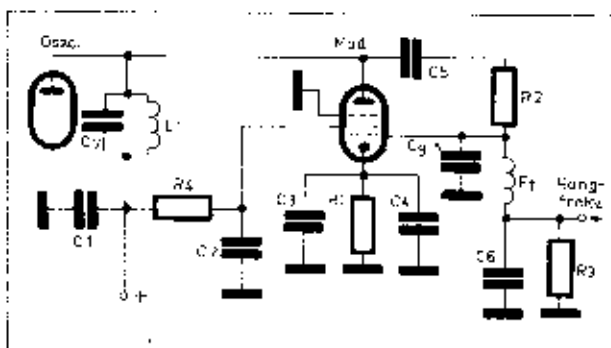
FM-jel előállítás

Frekvencia-modulációt legegyszerűbben az oszcillátor-fokozatban való-

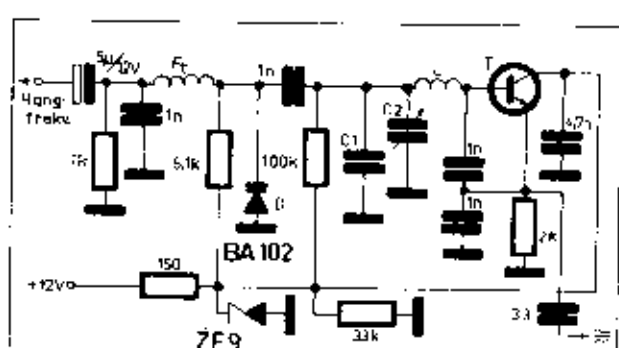


11.23. ábra. Fázisvariációval adó spektruma a frekvenciartartományban egyetlen moduláló frekvenciával. Az a ábrán keskenysávú, kis fázislöketű jel, a b ábrán nagy fázislöketű jel látható. A c ábrán $m = 3$ löket látható

síthatunk meg (direkt FM). 11.24 ábrán elektroncsöves megoldás látható. A modulációt egy elektroncsöves végző (reaktancia-cső), melynek anódja az oszcillátor rezgőköréhez csatlakozik. Hangfrekvenciát adva a cső rácsára, annak anódján a moduláló frekvenciának megfelelően változó reaktancia (kapacitás) jelentkezik, mely elhanya-



11.24. ábra. Frekvencia-moduláció előállítás reaktancia-csővel. A hangfrekvencián változó kapacitás, mely a modulátorcső anódján jelentkezik, az oszcillátor frekvenciáját periodikusan megváltoztatva állítja elő a frekvencia-modulációt



11.25. ábra. Frekvencia-moduláció előállítás kapacitás-csővel. A dióda elfeszítését változtatjuk a hangfrekvenciával és így állítjuk elő a frekvencia-modulációt a rajzon látható tranzistoros clapp-oszcillátorral

A trapéz két párhuzamos oldalát mérve a modulációs százalék:

$$m = \frac{a - b}{a + b} \cdot 100\%$$

A *b* ábra 50% modulációt mutat, a *c* pedig 100% -ot. Túlmódulás látható a *d* ábrán.

A modulációs mélység vizsgálatán kívül a modulációs minőséget is vizsgálhatjuk ezzel a módszerrel. A 11.19. ábra *a* esetében a modulációs karakterisztika lineáris, alacsony torzítás. A *b* esetben a háromszög csúcsánál görbület látható, nemlineáris a moduláció. (Típikus esete, amikor a segédrejes-modulációnál kicsi a segédrejes-feszültség.) A *c* ábra még nagyobb torzítást mutat.

Nagyon fontos, hogy a mérések alatt nagyfrekvenciás jel csak a függőleges eléréző lemezekre kerüljön. A vízszintes lemezekhez árnyékoló kábelben vezetjük a hangfrekvenciát.

A 11.20. ábrán tranzistoros modulátor kapcsolási rajza látható. A FET tranzistoros berendezést nagyfrekvenciára célszerű nagyobbos. Kétfokozatú erősítés után egy meghajtó tranzistor komplementer-pár végfokot hajt meg.

A hangerősztályozás az előerősítő tranzistor után történik. A végfokozat 10-12 W hangfrekvenciás teljesítmény leadására képes. A munkapont hőmérséklet-stabilizálására szolgál a 20 ohmos termisztor az AD 161

báziskörében. Ugyanígy jó hatással vannak a stabilizásra a komplementer tranzistorok emitterköri 0,5 ohmos ellenállásai.

A beállításnál igyekezzünk az ábrán feltüntetett feszültségértékeket elérni. A meghajtó tranzistor (2N2906) báziskörében levő 22 ohmos változtatható ellenállással 15-20 mA nyugalmi áramot állítunk be a végfokozatnál.

A Tr modulátor-transzformátor primer tekercsén nem folyik egyenáram, így csak a szekunderköri mágnesesítés kell számolnunk. A vasmag keresztmetszete: 6-8 cm². A primer tekercs méretezésénél azt kell figyelembe venni, hogy az illeszkedjen a tranzistoros fokozat kimenetéhez. A legnagyobb kimenő teljesítményhez 8-10 ohm kimenő ellenállás tartozik az adott anódfeszültség mellett. A primerre transzformált ellenállás tehát ekkora legyen, jó a transzformátor, ha a primer legalacsonyabb modulációs frekvencián tízszer nagyobb induktív ellenállást mutat, mint a kívánt terhelés. A szekunder menetszámokat leegyszerűsítéssel készítettük a különböző illesztésekhez.

Menetszámok: Primer: 210 menet
0,6 mm-es CuZ
Szekunder: 40-80-120-210-350-440 menet 0,4 mm-es CuZ.

Az ismertetett modulátor elsősorban tranzistoros fokozatok modulálására alkalmas.

Kékesysávi frekvencia-modulációt fázismodulációval is könnyen meg lehet valósítani. Ennél a modulációs formánál a löketes a fiziológus nagysága szabja meg. Ez a fiziológus azonban nemcsak a moduláló jel amplitúdójától, hanem a moduláló frekvencia nagyságától is függ. Így a frekvencia-löketet is e két tényező együttesen határozza meg. Ez a lényeges különbség a frekvencia- és a fázismoduláció között.

Modulációs index

Az amplitúdó-modulációnál a moduláció nagyságát a modulációs mélységgel jellemeztük. Frekvencia-modulációnál a moduláció nagyságára a modulációs index a jellemző. Frekvencia-modulációnál a frekvenciát és a moduláló frekvencia hányadosa:

$$m = \frac{\Delta f}{f_{mod}}$$

Fázismodulációnál a frekvenciát helyettesíti a moduláció alatti legnagyobb fáziseltérés lép, melyet fázislökethetnek hívunk ($\Delta\varphi$), így a modulációs index:

$$m = \frac{\Delta\varphi}{\omega_{mod}}$$

Ez utóbbinál a moduláló körfrekvenciát változtatva a fázislöket is arányosan változik, tehát a modulációs index változatlan lesz.

A 11.22. ábrán $m = 1, \dots, 3$ esetre ábrázoltuk az FM-jel frekvenciaspektrumát. Az *a* esetben kis modulációs indexű jelet ábrázoltunk, nagyon hasonlít az AM-jel spektrumához. A moduláló jel harmonikusait a 3. harmonikusig ábrázoltuk. Látható, hogy ezek gyorsan csillapodnak, amplitúdójuk kicsi.

Frekvencia-moduláció

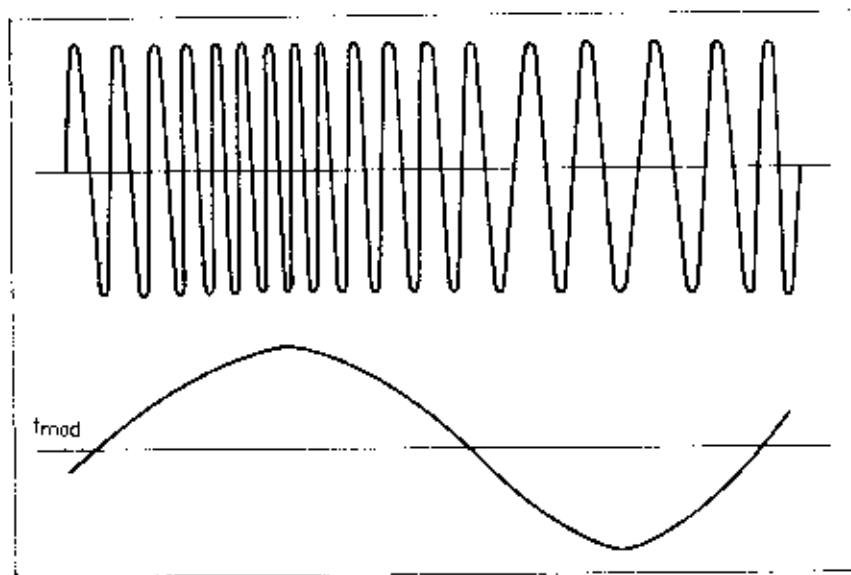
Hidvégi Tibor okl. vill. mérnök HA 5 B B

Ha a hordozó frekvenciája változik a moduláló jelnek megfelelően, frekvencia-modulációt (FM) kapunk. Ha a hordozó áramának fázisát változtatjuk hangfrekvenciás jellel, fázisban modulált (PM) jelünk lesz.

A 11.21. ábrán egy frekvenciában modulált jel látható. Ahl láttattuk föl a moduláló hangfrekvenciát. Látható, hogy az amplitúdó állandó, ellentétben az amplitúdó-modulációval. A pozitív modulációs esúcsok felé frekvencia-növekedés, a negatív esúcsoknál pedig frekvencia-csökkenés tapasztalható. A hordozó frekvenciájától való eltérés nagysága függ a moduláló jel amplitúdójától (modulációs löket). A moduláló jel frekvenciája pedig a löketek sűrűségét szabja meg.

A frekvencia-moduláció formái

Ha a frekvenciában modulált jelnél a hordozótól való frekvencia-eltérés - amit löketnek nevezünk - nem lépi túl a ± 4 kHz-et, akkor keskenysávi FM-ről (NBFM) beszélünk. Nagyobb löketek esetén szélessávi FM üzen van.



11.21. ábra. Frekvenciában modulált jel az időtartományban. Az amplitúdó állandó és a frekvencia a moduláló amplitúdónak megfelelően nagyobb vagy kisebb

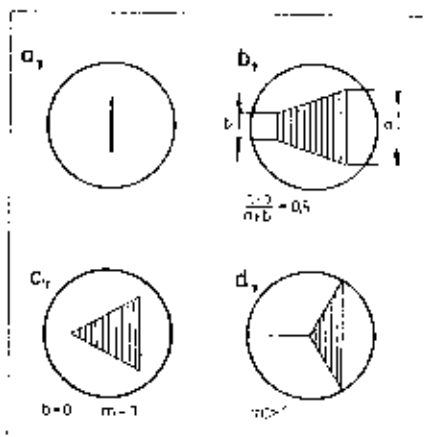
részre földpotenciálra adunk. Ezután negatív feszültséget adunk a modulátor-transzformátoron keresztül rá és ennek értékét úgy állítjuk be, hogy az új anódláram nagysága fele legyen annak, mint amit akkor mértünk, amikor földpotenciál volt a fővezérlésen. Ehhez rendszerint 100-450 V feszültség kell (rövidesen függ az alkalmazott cső típusától).

Az R ellenállás alapterhelést ad a hangfrekvenciás végerősítő számára. A modulációhoz nem kell nagy teljesítmény, de a linearitás erősen csúszgóg. A transzformátor méretezésénél arra kell figyelni, hogy a szekunder akkora csúcsfeszültséget biztosítson, mint a fővezérlésre adott negatív feszültség.

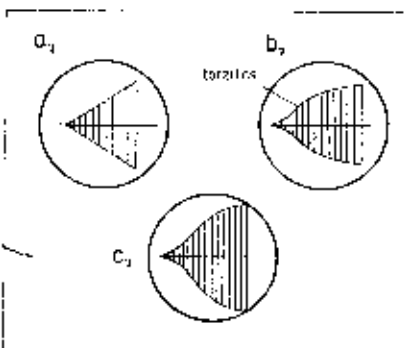
Modulációs mérések oszcilloszkóppal

Oszcilloszkóp segítségével könnyelműen és pontosan ellenőrizhetjük modulált végerősítő fokozatunk működését.

A módszer függőleges eltérítő lemezre az adó készülék antennakimenetéről adunk nagyfrekvenciás modulált jelet. Ez leggyakrabban úgy történik, hogy a függőleges eltérítőlemez egyikét földeljük, a másikat pedig kapacitáson keresztül egy húzaldarabbal kötjük össze, melyet az antennavezetés közelében helyezünk el. Ha nem lenne elég a függőleges eltérítő, akkor szelvényes még a 11.15. ábrán látható másik megoldás is. A két függőleges eltérítő lemez között üzemi frekvenciára lehangolt rezgőkör helyezkedik el és a tekercs megcsapódásához csatlakoztatjuk azt a húzalt, mely a nagyfrekvenciát szállítja a rezgőkörhöz. A rezgőkörön megjelenő nagyobb rezonanciafeszültség már elegendő lesz a nagyobb eltérítéshez, így kielégítőbb ábrát kapunk a képernyőn.



11.18. ábra. Különböző trapéz ábrák oszcilloszkópon. A 100%-os modulációból a trapézből háromszög lesz (c). A háromszög magassága erősen lecsúszkodik a túlmodulálás jelensége áll fenn (d).



11.19. ábra. Torzítások jelentkezése a trapéz ábrán. A b és c ábrákon jól látható a modulációs torzítások okozta görbület a trapéz oldalain.

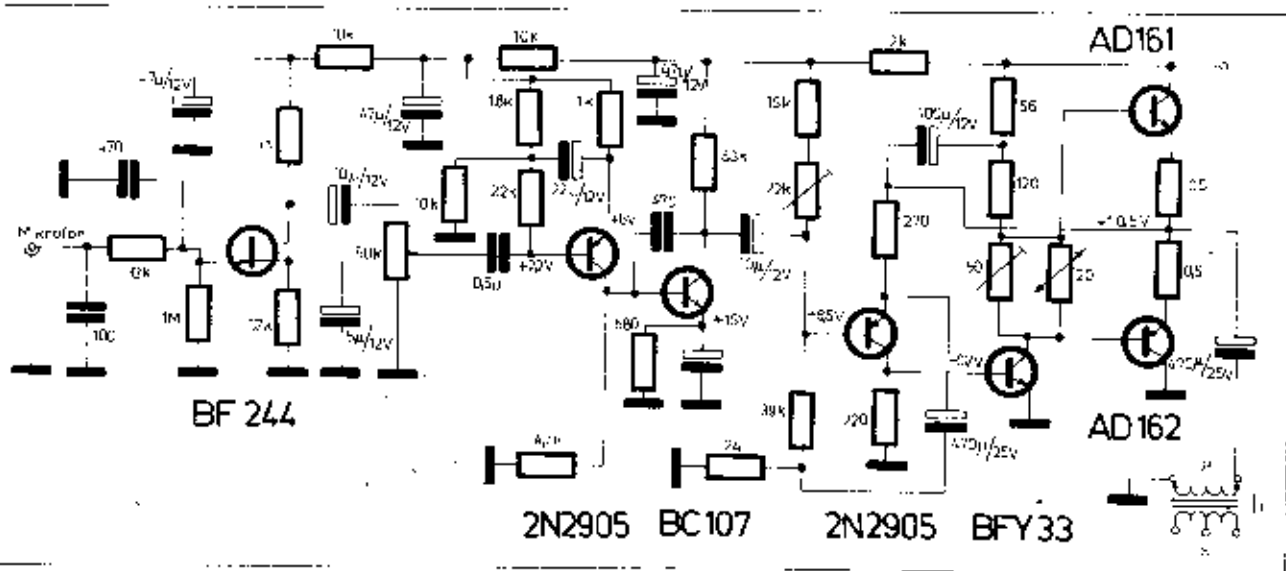
A vízszintes eltérítést az oszcilloszkóp belső fűrészgenerátoráról adva, amplitúdóban vizsgálhatjuk a modulált nagyfrekvenciás jelet.

A 11.16. ábra a esetében csak függőleges eltérítés van. Uchát az ernyő közepén csak egy – az amplitúdótól függő hosszúságú – függőleges vonal szakasz látható. A vonal hossza a modulációs ütemében változik, amely a modulálást mutatja. Moduláljuk adókat 1 kHz-es hangfrekvenciával és az oszcilloszkóp vízszintes eltérítő fűrészenek időállandóját 1-10 msec közt változtatva a b ábra szerinti képet kapjuk az ernyőn. A modulációs mélység is érzékelhető a képen. A b ábrán 50%-os modulációt, a c ábrán 100%-os modulációt láthatunk. (A negatív sinus csúcsa éppen érinti a vízszintes tengelyt.) A d ábrán jól látható a túlmodulálás következtében létrejövő kihagyások a sugárzásban. Az e ábrán az látható, amikor nincs moduláció a vívón.

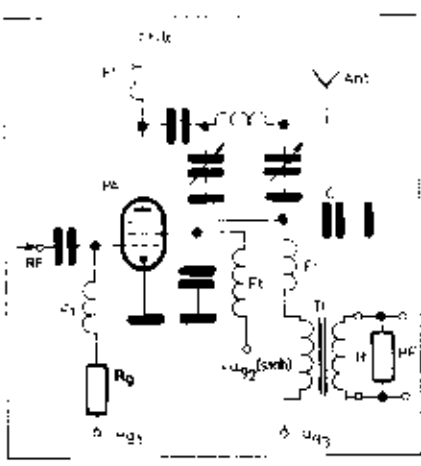
A másik módszer, amikor trapéz ábrát rajzolunk az oszcilloszkóppal és ennek vizsgálatából vonunk le következtetéseket.

A függőleges lemezekre az előzőkkel egyezően modulált nagyfrekvenciát adunk. A vízszintes eltérítést nem belső jellel adjuk, hanem a 11.17. ábra szerint a hangfrekvenciás erősítőből leosztott hangfrekvenciás jelet adunk a vízszintes bemenetre. A C-esetű kapacitás nagysága olyan legyen, hogy 100 Hz-en mért kapacitív ellenállás kisebb legyen, mint az áramkörben szereplő R és P ellenállások összegként adódó érték 1/20-ad része.

Ha nincs moduláció, akkor a 11.18. ábra szerint (a eset) egy függőleges vonal látható az ernyőn. Modulációt adva trapéz alak jelenik meg, melynek hosszát az oszcilloszkóp vízszintes erősítőjével, vagy a modulátor kimenetén alkalmazott P potenciométerrel állíthatjuk be.

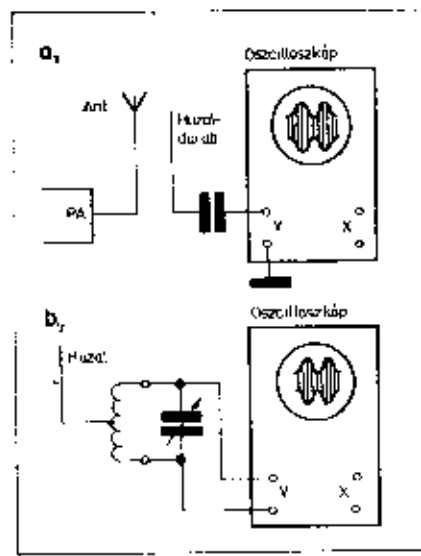


11.20. ábra. Transzistoros amplitúdó-modulátor



11.14. ábra. Félvezetős- (szupresszor-) moduláció. Az R_2 ellenállás a lineárisabb működés érdekében lett beépítve. Értéke 100–1000 ohm, beállításától és eséstől függően. A segédtrácsra stabil feszültséget kell kapcsolni. Az Ft fojtókeresek 2,5 mH-s, osztott típusúak.

R_2 ellenállásokon át kap feszültséget. A V_1 trióda A-osztályú hangfrekvenciás végérősítő, mely az R_2 ellenálláson nyugalmi anódaáramával akkora feszültséget ejt, hogy az „A”-val jelzett ponton a feszültség valamivel nagyobb lesz, mint az üzemi segédtrácsfeszültség. Ez a többlet egyenlő a feszültséggel, mely az R_1 ellenálláson esik a segédtrácsáram következtében.



11.15. ábra. Modulációs vizsgálatu oszcilloszkóppal. A függőleges eltérítő modulált nagyfrekvenciát kap vagy közvetlenül huzaldarab segítségével, vagy rezgőkörrel. A vízszintes eltérítés belső fűréssel történik. A fűrészt seméltőlődni idejé (solfutatót) úgy választjuk meg, hogy a modulációs frekvenciának megfelelő szintű ábra legalább kétféle rajzolódjon fel az ernyőre. Ha a fűrészt idejét növeljük, összehúzódjon az ábra.

A helyes értéket a hangfrekvenciás végérősítő katódeellenállásával lehet beállítani. A V_1 cső anódján általában 30%-kal nagyobb feszültség szokott lenni, mint a nagyfrekvenciás végcső üzemi segédtrácsfeszültsége, ez a többletfeszültség esik tehát az R_1 ellenálláson.

Az R_1 méretezéséhez kiinduló összefüggés tehát:

$$U_{T2} = U_T - [I_{T2} + I_A] \cdot R_1 - I_{T2} \cdot R_2$$

ahol U_T a nagyfrekvenciás végcső anód-nyugalmi feszültsége, U_{T2} a segédtrácsfeszültség, I_{T2} a segédtrácsáram és I_A a modulátorcső nyugalmi anódaáram.

Mivel feltételünk az, hogy a segédtrácsan 30%-kal legyen alacsonyabb a feszültség, mint a modulátorcső anódján:

$$U_T - (I_{T2} + I_A) \cdot R_1 = 1,3 U_{T2}$$

egyenletünk is előget kell tenni. Ez utóbbi két egyenlet megoldásaként adódik az R_1 és R_2 értéke:

$$R_1 = \frac{0,3 \cdot U_{T2}}{I_{T2}}$$

$$R_2 = \frac{U_T - 1,3 \cdot U_{T2}}{I_{T2} + I_A}$$

A C_1 kapacitás nagyságát úgy választjuk meg, hogy annak kapacitív ellenállása 100 Hz-en 1/10-e legyen az R_1 értékének:

$$C_1 = \frac{100}{6,28 \cdot R_1}$$

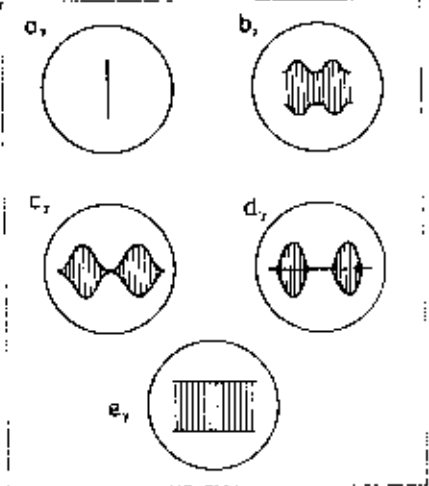
ahol C_1 a mikrofaradban kifejezett kapacitás és R_1 az ellenállás kiloohmban.

A két ellenállás terhelhetőségét a rajtuk átfolyó áramok ismeretében számíthatjuk:

$$P = I^2 \cdot R$$

A modulátorcsőre hangfrekvenciás vezérlést adva a segédtrácsfeszültség a moduláció ütemében változik, ezzel a kimenő nagyfrekvenciás jel amplitúdója modulálódik. Az elérhető modulációs százalék: 70–80%.

A beállítás a következőképpen történik. A modulátorcső anódját elválasztva megnövekszik a nagyfrekvenciás végcső segédtrácsfeszültsége. A V_1 cső megválasztásánál éppen arra



11.16. ábra. Modulációs ábrák az oszcilloszkóp ernyőjén. Teljes kismoduláláshoz a c villanást kell beállítani.

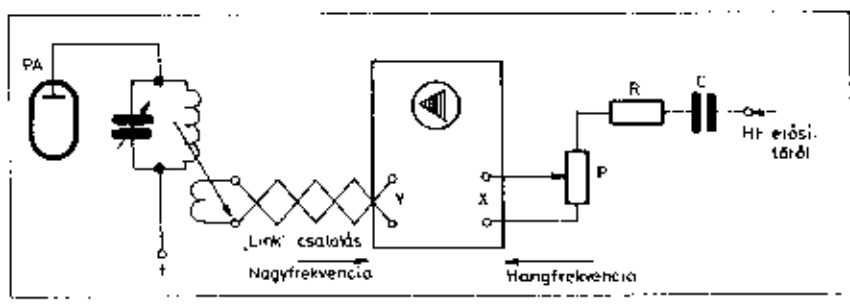
kell figyelemmel lenni, hogy annak A-osztályú nyugalmi anódaárama ne legyen túl nagy (R_2 ne legyen túl kicsi), hogy a cső anódaárama nélkül ne emelkedjen nagyon magasra a segédtrácsfeszültség.

A végfokot ilyen, magasabb segédtrácsfeszültséggel lehangoljuk táviró üzemmódba, majd visszakötve a modulátorcső anódját a helyére, annak katódeellenállását változtatva beállítjuk a táviró üzemmódban mért anódaáram felé. Közben a rezgőkört utána hangoljuk. Ezzel a végfokozat modulációra kész.

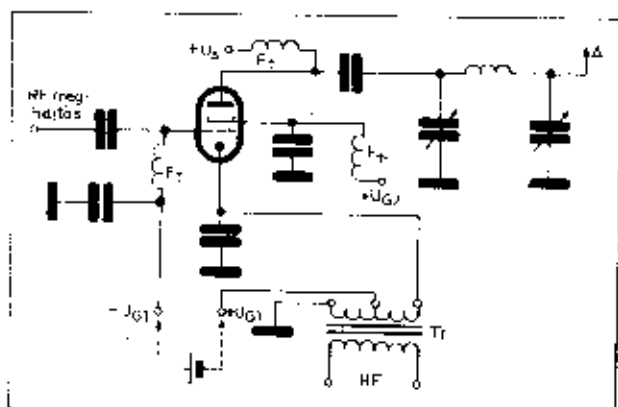
Félvezetős- (szupresszor-) moduláció

Pentóda végérősítőcsöveknel alkalmazható modulációs eljárás. Kapcsolási rajza a 11.14. ábrán látható. A modulált hangfrekvenciát a Tr modulátor-transzformátor szekunderéről adjuk a félvezetősre. A fojtó és a C kapacitás (1–10 nF) nagyfrekvenciás leválasztást és hirtelítést végez.

A modulált végfokozat beállítása a következő. A végérősítőt táviró üzemmódba lehangoljuk úgy, hogy a félvezetős



11.17. ábra. Trapéz ábra elhelyezése oszcilloszkóppal. A függőleges eltérítő modulált nagyfrekvenciát kap a végfok anódjáról, a vízszintes pedig hangfrekvenciát a modulátorból. Ügyeljünk a végfok üzemi leterhelésére (antennával)!



A 11.10. ábrán vezérlőrácsban modulált végerősítő fokozat kapcsolási rajza látható. A cső vezérlőrácsára adjuk a meghajtó nagyfrekvenciát és a hangfrekvenciát is. A modulátor-transzformátor szekunder impedanciája:

$$Z_m = \frac{U_a}{I_a} \text{ (ohm)}$$

ahol U_a a rácsgyőnfeszültség (V) és I_a a mászerrel mérhető rácscsáram (A).

A modulátor-transzformátor primér tekercsével párhuzamosan kapcsolt R ellenállás állandó terhelést biztosít a hangfrekvenciás végfok számára, megszünteti a káros feszültségcsúcsokat. Nagysága közelítően azonos a hangfrekvenciás végfok optimális terhelő ellenállásával.

A torzítatlan működés előfeltétele, hogy stabil legyen az előfeszültség. A rácskörben tehát csak kis ellenállású föjtételek alkalmazhatók, ugyanakkor az előfeszültség-formás kis belső-ellenállású típus (esetleg stabilizált) legyen!

A vezérlőrács-moduláció beállításán

Moduláció nélküli C-osztályú beállításnak megfelelő feszültségeket adva a csőre, távíró teljesítményre lehangoljuk a végfokozatot. Ezután *növeljük* a rácselektó feszültség nagyságát (a nagyfrekvenciás meghajtást nem változtatjuk) addig, amíg az anódcsárammutató műszer az eredeti értéknek közel felét nem mutatja. A terhelőkört utána lehangoljuk és ezzel beállítottuk modulációra a végfokunkat.

A moduláló amplitúdó csúcsértéke egyenlő azzal a többlet-rácselektó feszültséggel, melyet a felő anódcsáram előéréséhez rá kellett adni a csőre.

A vezérlőrács-moduláció csak kb. 33% hatásfokot biztosít!

Katódmoduláció

A 11.11. ábrán katódmoduláció rajza látható. A moduláló transzformátor szekunder tekercsére hágyuzásos. A szekunder egyik fele egyszerű vezérlőrács-modulációt végez, a teljes szekunder tekercs pedig a katód és a föld közé ad feszültséget, mely anódmulációként jelenkezik.

11.11. ábra. Katódmoduláció. A Tr modulátor-transzformátor leágazásainak megváltoztatásával állíthatjuk be az anód- és a rácsmuláció részarányát. Stabilitesszültségeket igényel

A modulált végfok hatásfoka 33%-tól 70%-ig változik aszerint, hogy hány százalék az anódmuláció a rácsmulációhoz viszonyítva. A 11.12. ábrán látható a hatásfok változása és a szükséges hangfrekvenciás teljesítmény nagysága is, a választott anódmuláció százalék mellett.

Ha úgy állítjuk be a modulációt, hogy 50-50%-ban legyen az anód és a rácsmuláció akkor a végfok hatásfoka az ábra alapján 62% és a hangfrekvenciás teljesítményszükséglet a nagyfrekvenciás hordozó teljesítménynek 25%-a.

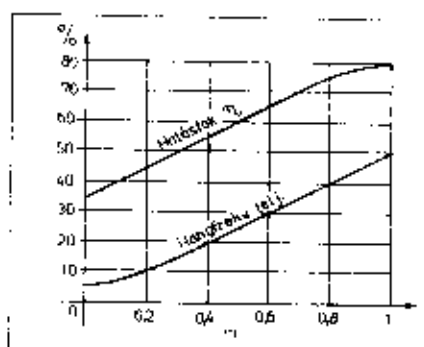
A menetszámárotyokat egyrészt a választott végerősítőcső modulációs karakterisztikájához tartozó lineáris rácselektó feszültség-tartomány nagysága, másrészt a cső anódfeszültsége szabja meg.

Nézzünk egy példát a beállításra!

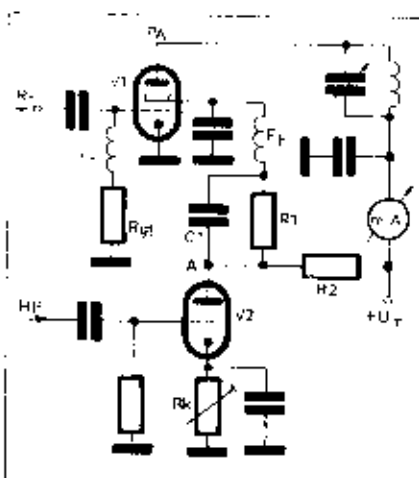
A végfokozatot C-osztályú távíró beállításban lehangoljuk. Megmérjük az alkalmazott rácselektó feszültséget és feljegyezzük az anódcsáram nagyságát (I_a). Figyelembe véve, hogy rácsmulációval csak 80% ($m=0,8$) modulációs mélység érhető el kis torzítással, az anódcsáramot a távíró beállításához képest a következő értékkel kell visszavenni:

$$I_{am} = I_a \cdot \left(1 - \frac{m}{100}\right)$$

Ha az előző példánknál maradunk, tehát csak 60% a rácsmuláció, ezt az értéket helyettesítve:



12.11. ábra. A hatásfok és a modulációhoz szükséges teljesítmény viszonylata a hordozó teljesítményéhez viszonyítva. Mindekkelt az anódmuláció részarány függvénye



11.13. ábra. Csőpáncs-moduláció. A segédrács feszültségét a V_a modulátoron a hangfrekvencia ütemében változtatja. Az ábrán vicoll végfok matematikus rácselektó feszültséggel üzemel, mely az R_{g1} visszavezető ellenálláson jön létre. Értéke 1-10 kohm között van, csőtípus-tól és beállításától (rácscsáram) függően

$$I_{am} = I_a \cdot \left(1 - \frac{50}{100} - I_a \cdot 0,69\right)$$

A rácselektó feszültség növelésével tehát ekkora anódcsáramot kell beállítani. Látható, hogy nagyobb lehet a hordozó teljesítménye, mint tiszta rácsmuláció esetén.

A modulátor-transzformátor a vezérlőrácsra akkor a hangfrekvenciás csúcsfeszültséget ad, mint anélkül a csökkentett anódcsáram előéréséhez szükséges rácselektó feszültség-növelés értéke. A leágazást ennek megfelelően választjuk meg, figyelembe véve azt, hogy az összes szekunder menetszámunk a választott anódmulációhoz szükséges megfelelő feszültséget kell szolgáltatni, tehát csúcsokban:

$$U_{a0} = \frac{m}{100} \cdot U_a$$

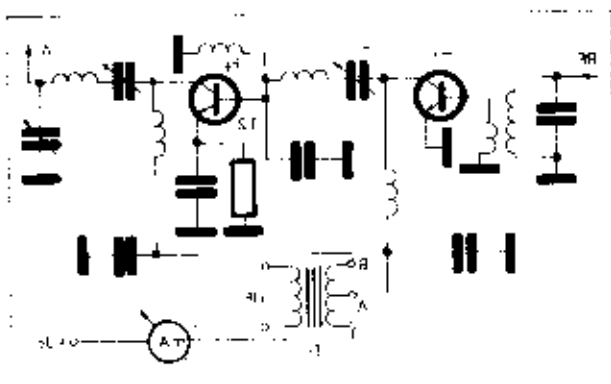
ahol U_a a távíró beállításra jellemző nagyfrekvenciás csúcsfeszültség. Példánknál maradva, ahol 50% az anódmulációs komponens, a transzformátor $U_{a0} = 0,5 \cdot U_a$ feszültséget szolgáltatson.

A moduláláshoz szükséges teljesítmény az előző görbektől leolvasható, százalékos értékeiből a hordozó teljesítménynek ismeretében kiszámítható.

Segédrács-moduláció

Az elektroncsövek segédrácsban is modulálhatók. Az amatőr körökben közismert „olamper”-moduláció rajza látható a 11.13. ábrán.

A V_a végerősítőcső normális távíró beállításban üzemel, automatikus rácselektó feszültséggel. A segédrács az R_{g1} és



11.8. ábra. Kollektor-modulációs tranzisztoros végfokozatnál. A meghajtó tranzisztor kisebb moduláló feszültséget kap a modulátor-transzformátor leágazásáról

A jelenleg kiküszöbölésre kis belső-ellenállású feszültségforrásokat alkalmazunk, esetleg stabilizáltak azokat.

Az anódfeszültség szűrésénél az utolsó szűrőkapacitás akkora legyen, hogy a legalacsonyabb moduláló frekvencián se okozzon ingadozást az egyenfeszültségben. Erre egy gyakorlati képlet, mellyel méretezhetünk:

$$C \approx 30 \cdot \frac{I_a}{U_a}$$

ahol I_a az anódegyenáram (mA), U_a az anód egyenfeszültség (V) és C a kapacitás (mikrofaradban).

Az így kiszámított értéknél nagyobbat lehet használni, de kisebbet nem. Ugyanakkor a szűrőlánc olyan legyen, hogy biztosítsa az 1–2%-nál nem nagyobb hálózati frekvenciás hullámosságot az anódpóló kimenetén, terhelt állapotban.

Anódmodulációnál a negatív modulációs csúcsokban zavart okoz, ha a segédáram feszültsége nagyobb lesz az anódfeszültségnél. Ennek kiküszöbölésére a segédáram áramkörét különleges megoldással alakítjuk ki. A 11.7. ábrán két megoldást láthatunk tetrodiák modulálására. Az *a* esetben a segédáram feszültségét az anódfeszültegből ejtjük R_{sz} segítségével. A kapacitások csak nagyfrekvenciás hűdegítést végeznek (2–10 nF). Az anódfeszültség modulálásával a segédáram is kap modulációt. A Z_m moduláló impedancia kiszámításánál az anódegyenáram és a segédáram összegét kell figyelembe venni.

A *b* változat stabilizált segédáramfeszültséget alkalmaz, de az L induktivitás biztosítja a segédáram modulálását. A tekercsnek a legalacsonyabb moduláló frekvencián is nagyobb impedanciát kell mutatni, mint a segédáram bemenő impedanciája, melyet a következő kifejezésből kapunk meg:

$$Z_{sz} = \frac{U_{sz}}{I_{sz}} \quad (\text{kiloohm})$$

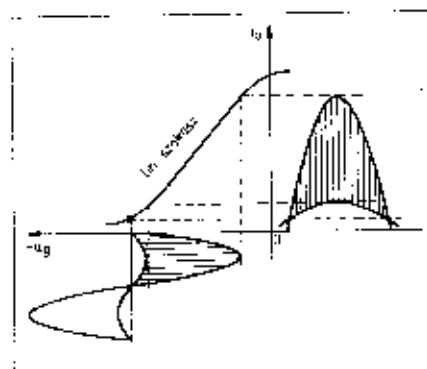
ahol U_{sz} a segédáram-egyenfeszültség (V) és I_{sz} a segédáram (mA). A szükséges induktivitás pedig:

$$L \approx \frac{Z_{sz}}{6,28 \cdot f}$$

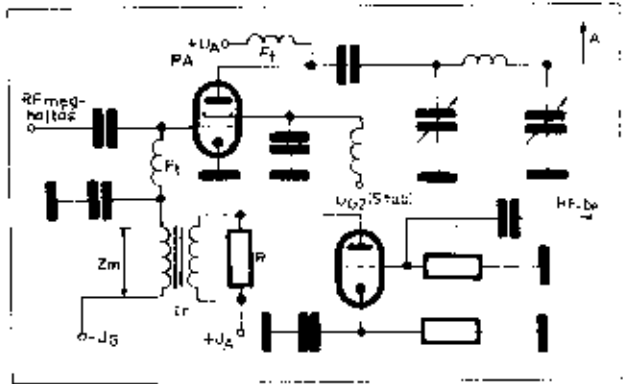
ahol a legalacsonyabb moduláló frekvencia (Hz), L az induktivitás (H) és Z_{sz} a segédáram-impedancia (ohm).

A 11.8. ábrán tranzisztoros vég- és meghajtó fokozat látható, melyet kollektorban modulálunk. A tranzisztoros adóknál ugyanis a nagyobb modulációs mélység érdekében nemcsak a végfokozat, hanem a meghajtót is modulálni szokták.

A T_1 tranzisztor a kollektorfeszültségét a modulátor transzformátor (Tr) szekunderének leágazásáról kapja (A pont), a végfokozat pedig a legnagyobb moduláló feszültséget kapja a B ponttól. A leágazás megfelelő megválasztásával beállítható a legkisebb torzítás mellett nagy modulációs mélység. A modulátor teljesítménye akkora legyen, mint a végfokozat és a meghajtó együttes egyenáramú felvételének a fele. Célszerű, ha a moduláló impedancia számításánál csak a végfokozat kollektoráramát vesszük figyelembe. Ugyanakkor a szekundernek közel táp-



11.9. ábra. Vezérlőáram modulációnál csak addig lineáris a moduláció, ameddig a rácsvezérlő hangfrekvencia csúcsértéke a lineáris szakaszon van. Nagyobb kímóduláláskor erős torzítások keletkeznek



11.10. ábra. Vezérlőáram-modulátor. A stabil előfeszültség és a szintén stabil segédáramfeszültség feltételei a jó minőségű modulációnak

feszültséget kell szolgáltatnia teljes kímóduláláskor.

A meghajtó fokozat számára a leágazást 1/2, 1/4, és 1/8 összmanetszáma közelében célszerű megválasztani (L_c -oldal felől). A tranzisztoroknak bírni kell a $2 \cdot U_c$ csúcsfeszültséget is!

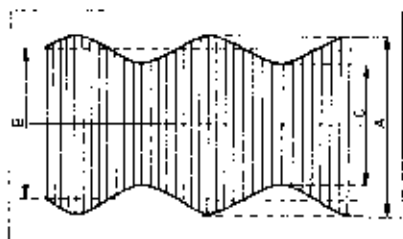
Az anódmoduláció beállítása

Első lépésként a csőkatalógusban megadott anódmodulációra jellemző nyugalmi értékeket beállítjuk (előfeszültség, nyugalmi anódegyenáram). Meghajtó nagyfrekvenciát adva a csőre, beállítjuk a rácsáram útja elmezabott, moduláció nélküli értékét. Közben rákapcsoljuk a terhelést (antennát) és az anódkörül az üzemi nagyfrekvenciás hordozónak megfelelően lehangoljuk. Szimmetrikus, szinuszos modulációt adva a végfokozatra, az anód-egyenáramot mutató műszernem szabad nagyobb értéket mutatni. A műszer kimenése – bármelyik irányban – torzításra enged következtetni. A rácskörben alkalmazott R_{cs} ellenállással javíthatjuk a linearitást. Nagysága 100–1000 ohm közötti érték.

Rácsmoduláció

A rácsmoduláció kisebb hangfrekvenciás teljesítményt igényel, de az így modulált végfok hatásfoka is kisebb. Míg anódmodulációnál a végfok a hordozó teljesítménynél nagyobb áramot (pozitív modulációs csúcsokban), rácsmodulációnál a hordozó teljesítményét is csökkenteni kell, hogy tartalom legyen a modulációs csúcsok lendülésére.

A 11.9. ábrán $I_a - U_c$ csőkarakterisztika látható. Vezérlőáram modulációnál az U_c nyugalmi rácsfeszültség tolódik el a moduláció ütemében. Addig, amíg a meghajtó rács-változófeszültség csúcsa a karakterisztika lineáris szakaszán mozog, a moduláció kis torzítású, lineáris. Növelve a vezérlő amplitúdót, görbült szakaszhoz érkeztünk, elromlik a linearitás. Ebből az is látható, hogy 100%-os modulációs mélységet nem lehet elérni, csak 70–80% a legjobb esetben is.



11.4. ábra. Modulációk mélység meghatározása. A hordozó amplitúdójától (B) nagyobb értékek felé történő modulációt nevezzük felső modulációnak (A), a hordozóinál kisebb értékek felé való eltérést az alsó modulációnak (C)

Amplitúdó-modulációs eljárások

A hordozó amplitúdóját a következő eljárásokkal szokták modulálni:

- Anód- (kollektor-) moduláció
- Kücs-(vázertől-, segéd- és félcsoportos-) moduláció

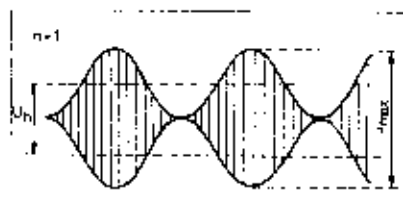
A 11.5. ábrán anódmoduláció kapcsolási rajza látható. A hangfrekvenciás erősítő kimenő fokozata a T_1 moduláló transzformátor szekunderén akkora teljesítményt szolgáltat, amely elegendő a választott végfok kellő kivérléséhez.

A 100%-os modulációs előrészhez feltételezhető teljesítményre van szükség, mint a vívő teljesítménye. Tehát, ha egy 20 W vívőteljesítményű végfokozatot akarunk anódban modulálni, ahhoz, hogy teljesen ki tudjuk modulálni, 10 W hangfrekvenciájú kell biztosítani. Ugyanakkor a szekunderen mérhető hangfrekvenciás csúsfeszültség akkora legyen, mint a hordozó csúsfeszültsége. Nagy amplitúdók esetén nem kis gondot okoz egy ilyen transzformátor elkészítése.

A kimenő transzformátor méretezéséhez meg kell határozni a modulációs impedancia nagyságát. Ez C osztályú végfokozat esetében:

$$Z_m = \frac{U_a^2}{I_a^2} \text{ (ohm)}$$

$$m = \left| \frac{Z_m}{Z_n} \right|$$



11.6. ábra. A 100%-os modulációkon jelentkező amplitúdó-árványok az időtartományban. Teljes kimenőteljesítményű jellemző, hogy a modulációs amplitúdó (U_{max}) kétszerese a hordozó U_n amplitúdójának. Ezenkor lesz $m=1$, vagy százalékban: 100%.

A 100%-os modulációhoz szükséges hangfrekvenciás teljesítményt a következő képlet adja:

$$P_b = \frac{U_a \cdot I_a}{2}$$

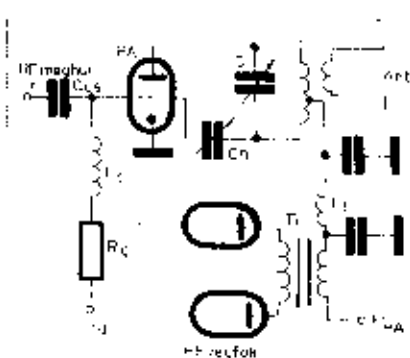
ahol U_a a nagyfrekvenciás végerősítő fokozat anód-egyenfeszültsége (V) és I_a az anód egyenáram (A).

Mivelkét mennyiséget moduláció alatt mérjük és így helyettesítjük a képletbe.

A transzformátor méretezésénél azt is figyelembe kell venni, hogy a szekunder oldalon átfolyik az anód- (kollektor-) egyenáram is, mely a vasmagot előmágnesezi.

Megfelelő nagyságú légrést kell biztosítani tehát ahhoz, hogy az előmágnesezés által okozott torzítás kis értékű legyen.

A transzformátor áttételét a hangfrekvenciás végfok kimenőimpedanciája (Z_n) és az ismeretett modulációs impedancia (Z_m) ismeretében a következő kifejezésből lehet meghatározni:



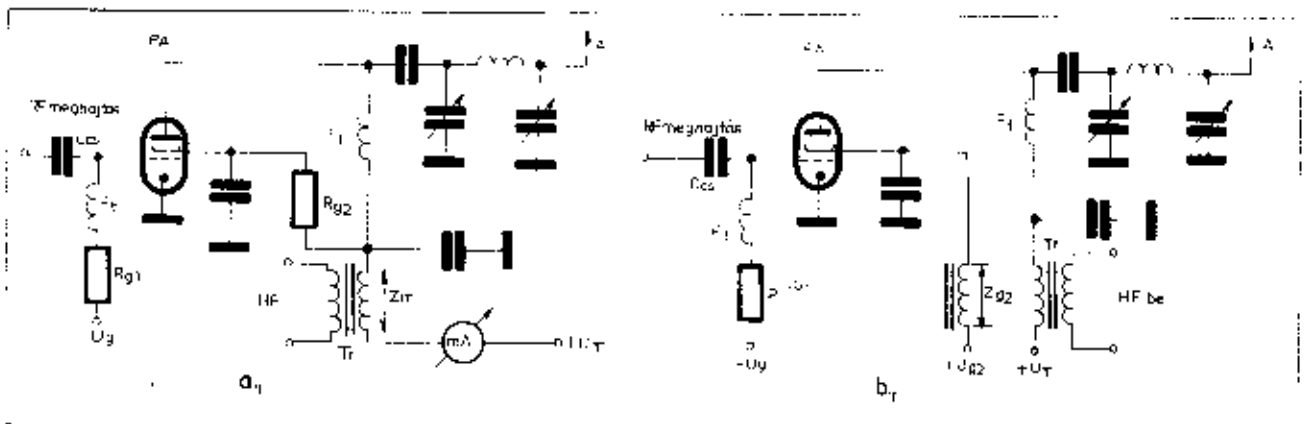
11.5. ábra. Anódmoduláció. A trióda végerősítő anódfeszültségével sorba kapcsolódik a modulátor-transzformátor szekunder tekercse. Moduláció alatt a transzformátor feszültsége hozzáadódik, illetve kivonódik az anódfeszültséghez

Az U_a és I_a értékei a nagyfrekvenciás végerősítő üzemi értékei.

A 11.6. ábrán vizuál teljes kimenőteljesítményű moduláció nélküli hordozó 0 és a nyugalmi amplitúdó kétszeres értéke közt változik meg. Szimmetrikus, szinuszos moduláló jelel a rádiófrekvenciás kimenő amplitúdó éppen követi a moduláló jelet, tehát a hordozó amplitúdójának kétszerese a maximális csúsfeszültség. E modulációs linearitás feltétele a kis torzítású üzemek.

A modulációs linearitást rontó tényezők

A modulációt tehát akkor mondjuk lineárisnak, ha a nagyfrekvenciás jel amplitúdója frekvenciában és amplitúdó-változásban is éppen követi a moduláló jelet. Torzítást okoz, ha a modulációs csúsfeszültség a tápfeszültség lecsökken, legyen az az anódfeszültség, vagy löbbérései csöveget használva a segédtrács feszültsége.



11.7. ábra. Anódmodulációs tetródnál. Az anódfeszültség modulációjával egyidőben a segédtrács is modulált feszültséget kap az a esetben, a b pedig olyan példát mutat, amikor a segédtrács-árammodulációt az L induktivitással biztosítjuk

11. Amplitúdó-moduláció

Hidvégi Tibor okl. vill. mérnök HA 5 BB

A hirtanyag továbbításának egyik módja, amikor a beszélőnek megfelelő hangfrekvenciás spektrummal amplitúdóban modulált nagyfrekvenciát sugárzunk ki.

A 11.1. ábrán egyetlen, 1 kHz-es hangfrekvenciás jellel amplitúdóban modulált nagyfrekvenciás jel spektruma látható. A középső, nagy amplitúdójú a nagyfrekvenciás hordozó. Ettől mindkét oldalra 1 kHz-nyi távolságban található az oldalfrekvenciák. Ha nem egyetlen frekvenciával modulálunk, hanem egy hangfrekvenciás sávval, akkor a hordozó két oldalán a 11.2. ábrán látható oldalsávokat kapjuk.

Látható, hogy a kétoldalsávos AM annál nagyobb helyet foglal el a sávban, minél magasabb a moduláló hangfrekvencia. Az ábrákból az is kitűnik, hogy a megkívánt sávszélesség a legnagyobb modulálható frekvenciák kétszerese.

A nagyfrekvenciás jel amplitúdóját különböző mélységben modulálhatjuk a hangfrekvenciás jellel.

A 11.3. ábra a változata azt mutatja, amikor nincs moduláció, tehát csak a hordozót sugározzuk ki. A b esetben kicsi a modulációs mélység, ugyanakkor a c ábrán olyan nagy, hogy a moduláló jel nagysága megközelíti a nagyfrekvenciás amplitúdót. Az előző esetben a kis modulációs mélység miatt a vétel is gyengébb, mint a második esetben.

A modulációs mélységet modulációs százalékként szokták megadni.

A 11.1. ábra alapján jelöljük a modulálatlan nagyfrekvencia amplitúdóját azésszel B-vel. Részlet a modulációt, az eredeti amplitúdó a moduláció ütemében változik. Ha a megnövekedett amplitúdót A-vel jelöljük, a lecsökkentett pedig C-vel, akkor a modulációs százalékat a következő képlet szerint határozhatjuk meg:

$$m[\%] = \frac{A - B}{B} \cdot 100 \text{ (felső mod. százalék)}$$

vagy:

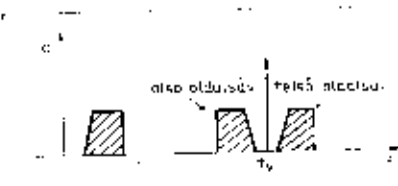
$$m[\%] = \frac{B - C}{B} \cdot 100 \text{ (alsó mod. százalék)}$$

Ha a moduláló frekvencia szinuszos és annak pozitív és negatív amplitúdója azonos (szimmetrikus szinuszejel), ebben az esetben a következő kifejezéssel számolhatunk:

$$m\% = \frac{A - C}{A + C} \cdot 100$$

Nézzük meg aztán, milyen teljesítményviszonyok vannak kétoldalsávú amplitúdó-modulációnál.

A kimenő teljesítmény 100%-os mélységi modulációnál háromfelé oszlik. A teljesítmény fele a hordozó kisu-



11.2. ábra. Amplitúdóban modulált jel spektruma, ha a moduláló jelben több frekvencia is jelen van. A két oldalsáv frekvenciában egymásnak távolságai is mindkettő ugyanazt az információt tartalmazza. A sávszélesség a legnagyobb moduláló frekvencia kétszerese

gázására használódik el. A másik fele a két oldalsáv teljesítményét szolgáltatja.

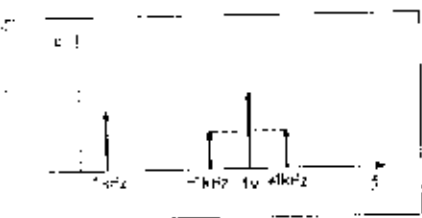
Az egyik oldalsáv tehát a kimagyazott teljesítménynek csak max. 25%-át kapja. Ha tehát van egy 100 W kimenő teljesítményű AM-adó, a teljesítményből 50 W jut a hordozóra és 25 - 25 W a két oldalsávra. Ha modulációs százalékat csökkentjük, akkor változatlan hordozóteljesítmény mellett az oldalsávokra jutó teljesítmény arányosan kisebb lesz a következők szerint:

$$P_{\text{oldalsáv}} = \frac{P_{\text{max}}}{200} \cdot m$$

Példaképpen az előző $P_{\text{max}} = 100 \text{ W}$ adó teljesítmény esetén 30% modulációnál

$$P_{\text{oldalsáv}} = \frac{100}{200} \cdot 30 = 15 \text{ W}$$

Tehát ekkora teljesítmény jut az egyik oldalsávra.

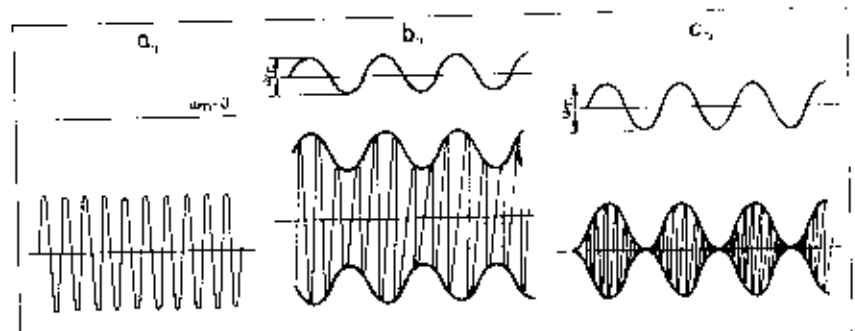


11.1. ábra. Amplitúdóban modulált jel spektruma 1 kHz moduláló frekvencia esetén. A hordozó két oldalán 1 kHz távolságban helyezkednek el az oldalfrekvenciák

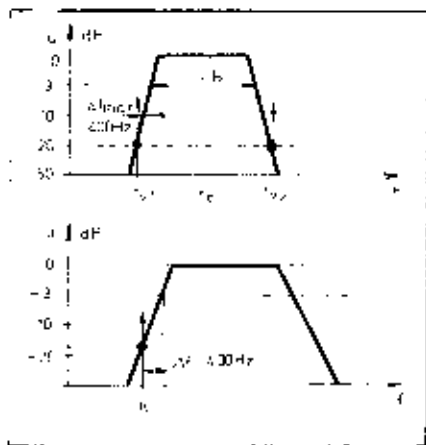
Figyelembe véve azt, hogy a hangfrekvenciás tartomány 300 Hz - 20 kHz, ahhoz, hogy torzítatlan átvitelt mérjünk megvalósítani, 40 kHz sávszélességre lenne szükség.

A hírszóró középhullámú AM-adók egymástól való távolságát a minimálisra kellene venni a sok adó miatt, ennek túlható be, hogy a magasabb hangfrekvenciák kisugárzása akadályokba ütközik. Annak érdekében, hogy egymást ne zavarják az adóállomások, a moduláló frekvenciát 4,5 - 5 kHz felett vágni szokták. Ez a vágás kiesést okoz a valóságban átvitelben és éppen ez az oka a középhullámú adók gyenge minőségének. A rövidhullámú műsorszóró sávokban már nagyobb frekvenciatartomány áll rendelkezésre, így egymástól frekvenciában távolabb helyezhetők el az adóállomások, jobban biztosítható az élethő hangátvitel.

Annak viszonyok között a beszélő érthetősége a lényeges követelmény. Ennek biztosítására elegendő a 300 - 3000 Hz-es frekvenciatartomány átvitelle, mely 6 kHz maximális sávszélességet eredményez amplitúdómoduláció esetén.



11.3. ábra. Amplitúdóban modulált jel ábrázolása az időtartományban. Különböző modulációs mélységre láthatunk példát. Legnagyobb a c változatnál, ahol modulációs csúcspontban túlmodulálás is létre jöhet. Nem keletkezik túlmodulálás, ha csak addig növeljük a modulációt, amíg a negatív amplitúdó el nem éri a zero szintet. Ezenkor beszélünk 100%-os modulációról



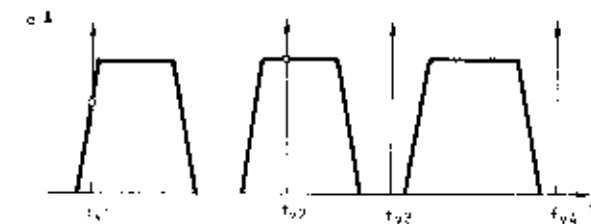
12.53. ábra. A vivő helye a szűrő átviteli görbéjén

hanem mély hangokban szegény lesz a jel, természetellenesen magas hangot hallunk. Az elmondottak érvényesek a vételnél is, amikor a BFO frekvenciáját hasonlóan ugyanazon helyre kell állítani, mint az adónál – azonos szűrőkarakterisztikát feltételezve.

A 12.53. ábra alsó fele azt az esetet mutatja, amikor a kevésbé meredek szűrő f_v vivőfrekvenciája nem éri el a -20 dB-es pontot. Eredmény: az alacsonyfrekvenciás másik oldalsáv megjelenése.

A két különböző oldalsáv előállításánál a vivő helyét a szűrő egyik oldaláról átvisszük a másik oldalra. Az oldalsáv-váltásnak még több módja van, de ezt itt nem tárgyalhatom.

A 12.54. ábrán négy vivő helyét ábrázoltam különböző frekvenciákon. Az első esetben felső oldalsávú, normális vivőhellyel rendelkező rendszert látunk, a másodiknál a vivő helye „belsőleg” az átviteli sávba, így DSB-

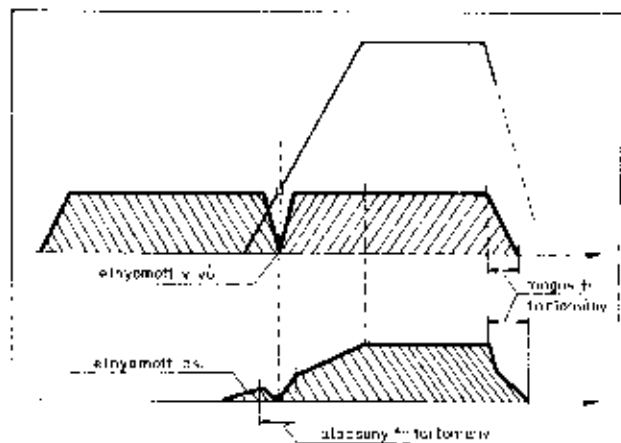


12.54. ábra. Különböző vivő-helyzetek

Ha az oldalmeredekség nem elég nagy, akkor a 12.53. ábrán f_{m2} -szal jelzett frekvenciatartomány igen nagy, eredményként az oldalsáv alacsonyabb frekvenciás tartománya nem nyer elég elnyomást, tehát alacsonyfrekvencián DSB-jelét sugárzunk ki, az egyik oldalsávot kissé csillapítva. Az ábrán a -20 dB-es ponthoz viszonyítva 400 Hz engedhető meg. Figyelembe véve az emberi hang spektrumszélességét és annak határait, ez a frekvenciahatár megfelelő ahhoz, hogy a szűrő kielégítő SSB-jelét állítson elő.

Mi történik akkor, ha a szűrő kifogástalan nagy oldalmeredekségű ugyan de a vivő helye nem a -20 , hanem pl. a -2 dB-es pontra esik? Ebben az esetben hasonló esettel állunk szemben, mintha a szűrő oldalmeredeksége kicsi lenne. Az alacsonyfrekvenciás oldalsávkomponensek kis csillapítást szenvednek, kétoldalsávú jelünk lesz. Magasabb frekvencián már nincs baj, mert ez távolabb esik a vivő helyétől, így a csillapítás is nagyobb a nem kívánt oldalon.

Legyen a vivő helye a -40 dB-es pontnál. Ebben az esetben az alacsonyabb frekvenciás komponensek távol esnek a szűrő oldalától (áteresztési sáv oldala), következésképp csillapítva jelennek meg a szűrő kimenetén. A magasabb frekvenciás komponensek pedig nagyobb szintűek lesznek. Az oldalsáv-elnyomással itt tehát nincs baj,

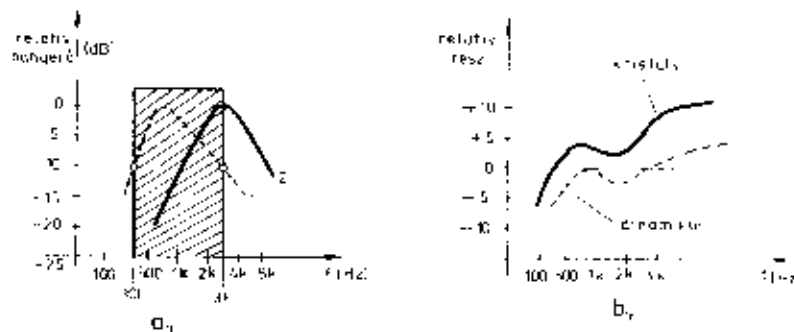


12.55. ábra. Az oldalsávok elnyomása. Az alacsonyfrekvenciás tartományban kisebb a két oldalsáv különbsége. Meredek szűrővel ez a tartomány beszűkülhető

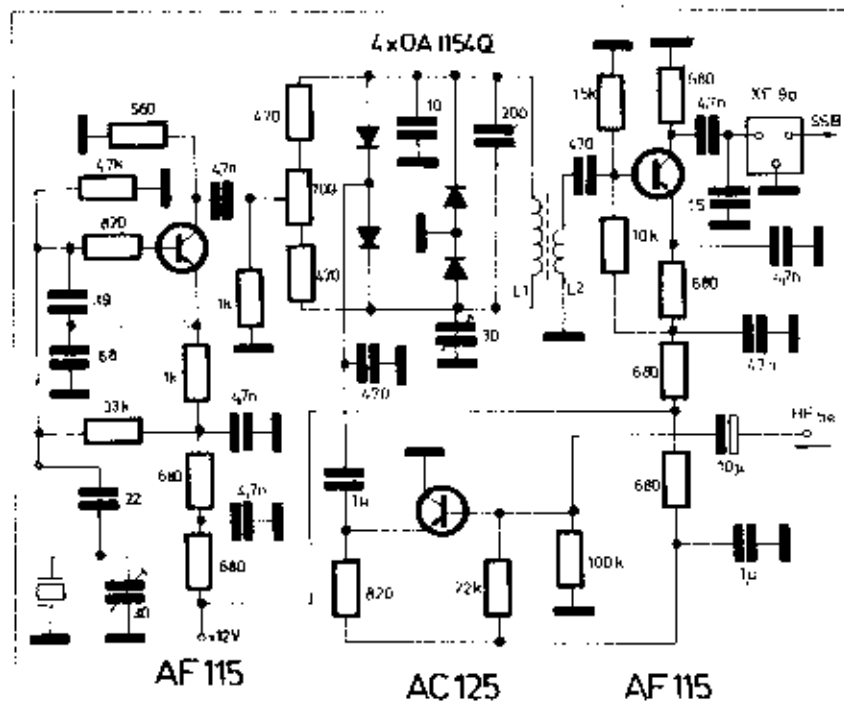
adás van (legalábbis részlegesen), a két utolsó azt az esetet mutatja be, amikor a vivő túlságosan távol van (vagy alatta, vagy felette) az átviteli sávtól, eredmény az előzőekben elmondott alacsonyfrekvenciás átviteli csillapítás.

nálunk és a vivő helyét szabályosan kell megválasztani!

Így érthetővé válik, miért hallunk néha nagyon mély, kúcsos hangú állomásokat, ugyanakkor van olyan is, amelyik igen magas, „cincogó” hangon hallható. Ilyenkor legtöbbször az



12.56. ábra. Hangmagasság-energiaviszonyok



12.50. ábra. 9 MHz-es SSB-generátor (HS 1000). A meghajtó transzformátor adatai: primer - 1,56 μ H, szekunder - 3 menet a primer közepére tekercselve. Vas-magként N 20, M 1 \times 10 használható

végre. A modulátor kimenetéhez csővoltmérőt csatlakoztatunk és a P segítségével igyekszünk minimumot beállítani. Ezután vevőkészüléket kapcsolunk a modulátorra, arra a frekvenciára hangolva, ahol a modulátor kimenete üzemel, és azután a C_{B1} és C_{B2} kapacitások értékeit is változtatva, a P potenciométert állítva megkeresjük a minimumot. A vevőkészülék felé okvetlenül árnyékolni kell a modulátor kimenetét, és azután a C_{B1} és C_{B2} kapacitások értékeit is változtatva, a P potenciométert állítva megkeresjük a minimumot. A vevőkészülék felé okvetlenül árnyékolni kell a modulátor kimenetét, és azután a C_{B1} és C_{B2} kapacitások értékeit is változtatva, a P potenciométert állítva megkeresjük a minimumot. A vevőkészülék felé okvetlenül árnyékolni kell a modulátor kimenetét, és azután a C_{B1} és C_{B2} kapacitások értékeit is változtatva, a P potenciométert állítva megkeresjük a minimumot.

juk végrehajtani a kiegyenlítést). Ügyeljünk a „4” és „5” jelzésű pontok földelésére is. Ezek nem megfelelő helye szintén káros átvivérgást okozhat.

Ha nem megfelelő a kiegyenlítés, azt kell megvizsgálni, hogy a földelés a bemenet és a kimenet között nero alkot-e olyan arányilag nagyobb impedanciájú hurokot, melyen keresztül közvetlen kijuthat a nagyfrekvencia. A szűrt kapacitások alakulásától függően lehet, hogy a „2” jelzésű kapacitás, de lehet, hogy a „3” lesz nagyobb,

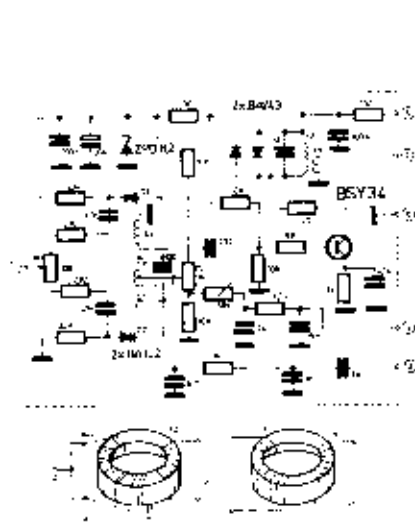
illetve ezt kell nagyobb értékre állítani. A generátor jól árnyékolni legyen, tehát a modulátor kimenete sugárzás, vagy kapacitív úton ne „léssa” a generátort. Modulátor-transzformátorként logideálisabb a toroid, melynél a szekunder sztatikusan el van árnyékolva a primertől. Ha ez nincs, akkor az előzőekben ismertetett bármelyik, jól kivitelezett megoldás alkalmazható (pl. 12.48. ábra).

4. A vivő helye a szűrő átviteli görbéjén, hangmagasság

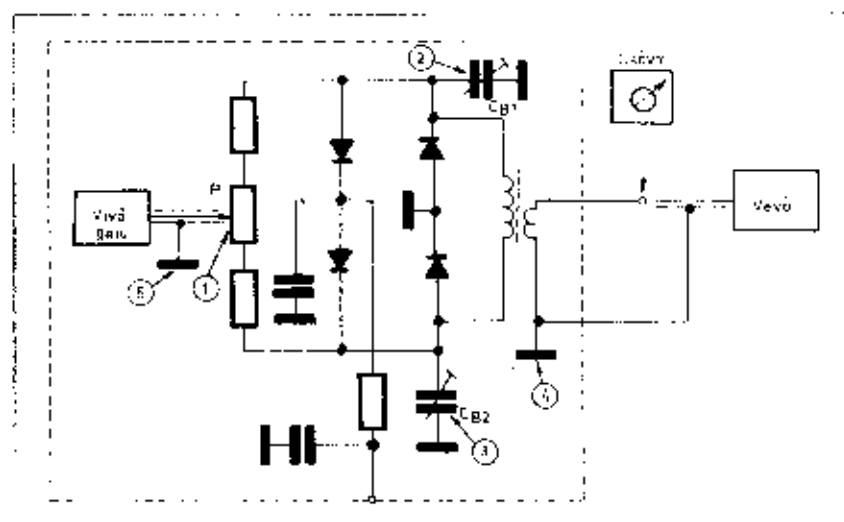
A DSB-jelből leggyezyerűbben szűrő segítségével állíthatunk elő SSB-jelét. A szűrő szerepe az, hogy a vivő két oldalán elhelyezkedő szimmetrikus két oldalsáv közül az egyiket a kívánt értékre csillapítsa, ugyanakkor a másikat átengedje. A továbbiakban mindig a vivő helyéről beszélünk, de értelemszerűen itt nincs vivő, hiszen ez a kiegyenlített modulátorban el dött nyomva. Azonban az oldalsávok utacsnyabb és a magasabb frekvenciái mind ehhez viszonyítandók. Tehát az ábrákon szereplő vivő spektrum is csak a helyét jelképezi ennek! Más megfogalmazásban a vivőgenerátor (kristályoszillátor) frekvenciáját jelenti minden esetben.

A 12.53. ábrán látható, hogy a szűrő átviteli sávjában a 20 dB-es csillapítású helyekre szokás beállítani a vivő helyét (1/10 feszültségű szint).

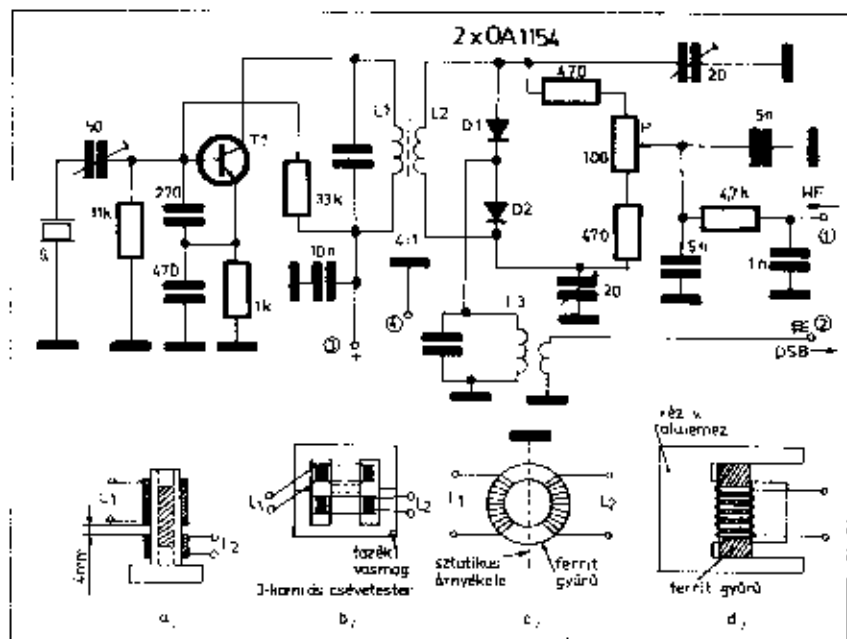
Az alkalmazott szűrő jellemzői: sávzsélesség a 3 (vagy 6) dB-es pontok közt („B”), a 3 (vagy 6) és 60 dB-es csillapítási értékekhez tartozó frekvencia. Minél kisebb ez, annál jobb céljainkra a szűrő, mert annál meredekebb levágási áteresztő karakterisztikával rendelkezik. Ezenkívül jellemzők még az áteresztési csillapítás, zárócsillapítás és a hullámosság. Ezek közül az előbb említett az, ami nekünk a szűrő megválasztásánál elsődlegesen fontos.



12.51. ábra. Kapacitívcsatlakozású balansz-modulátor, vivő áramkörrel



12.52. ábra. A kiegyenlítés sorrendje négydiódás modulátornál



12.48. ábra. Kétdiódás kiegyenlített modulátor

körben, így kisebb menetszámmal megoldható a transzformátor. A kristály-oscillátor rezgésének amplitúdóját az emitterkörü ellenállás változtatásával szabályozhatjuk. Úgy állítunk be, hogy az L_2 tekercsen csővoltage-vel $0,5-0,7 V_{an}$ nagyfrekvenciát mérjünk. Ennél nagyobb amplitúdó nem kívánatos zavarokat okozhat, kisebb pedig nem elégséges ahhoz, hogy a kapcsoló szerepet betöltő diódákat biztonságosan nyissa.

A hangfrekvencia aluláteresztő szűrőn keresztül jut a balanszmodulátorra. A hangfrekvenciás jel nagysága nem haladhatja meg a diódákra jutó nagyfrekvenciás jel $1/3-1/10$ részét. A gyakorlatban $0,1-0,2 V$ még elfogadható érték, de igyekezni kell ezt még alacsonyabb értéken tartani. Legtöbbször az szokott lenni a baj, hogy a konstruktőr minéljárt a koverón akár nagyváltó jelét előállítani. Ennek érdekében jó nagy hangfrekvenciás

jelet ad rá, eredménye természetesen az élvezhetetlen torzítás, szélessávú zavar, melyet aztán a többi fokozatban hirtelen igyekeznek kiküszöbölni.

A koverón tehát kis szinten történjen és utána erősítsük a jelet. A 12.48. ábrán láthatóan a DSB-jel a két dióda csatlakozási pontjáról vehető le; az L_2 tekercs és a hozzá tartozó kapacitás segítségével a kikevert jel frekvenciájára hangolt kört alkalmazunk. A rezgőkör itt is viszonylag nagy kapacitással készüljön. A kicsatloló tekercs a rezgőkörü menetszám $1/4$ része lehet.

A kiegyensúlyozás a 100 ohmos potenciométerrel történik, közben a két $20 pF$ -os trimmer értékét is változtatjuk úgy, hogy hangfrekvenciás jel nélkül a legkisebb kimenő jelet kapjuk a DSB-csatlakozón.

A kiegyenlíthetőség feltétele, hogy az egész híd, melyben az L_2 tekercs kapacitárai is benne vannak, ki legyen egyenlítve. A szórt kapacitások okozta

eltérések kiküszöbölését célozzák a trimmerek. Ugyanakkor ügyelni kell arra, hogy az L_2 „meleg” pontja és az L_1 között lehetőleg kis kapacitás legyen. A konstrukciók magoldásaira is láthatunk példákat az ábrán. A legjobb természetesen az utolsó, ferritgyűrűs megoldás.

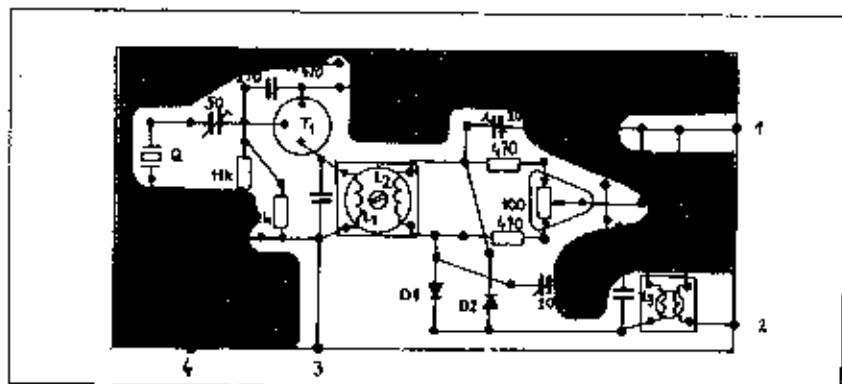
Mivel az elrendezés sem közömbös, így a 12.49. ábrán bemutatok egy lehetséges elrendezési példát. Különösen a híd földeléseinek elhelyezésére kell ügyelnünk. Egyébként minél magasabb frekvencián akarunk balanszmodulátort készíteni, annál nehezebb lesz a kiegyenlítés!

A diódás modulátorok másik fajtája négy diódát tartalmaz. Itt mind a négy diódnak azonos karakterisztikával kell rendelkeznie. Példaképpen bemutatom az eredeti HS 1000 ilyen modulátort a 12.50. ábrán. A kiegyenlítésre ugyanazok érvényesek, mint az előzőre. A kiegyenlítést beállító 100 ohmos potenciométernél jó, ha az L kórhos ellenállással párhuzamosan egy $100 pF$ -os kapacitást teszünk a földelés felé, mert így a kiegyensúlyozás biztosabban megoldható. A legtöbb gyári berendezés hasonló, vagy ennek javított kivitelével üzemel. (A javítás abból áll, hogy a kristály-oscillátornál elválasztást alkalmazunk, a hangfrekvenciát pedig a magasabb frekvenciák felé vágjuk.)

A 12.51. ábrán a balanszmodulátornak egy érdekes megoldása látható. A $9 MHz$ -es SSB-jel előállítására két BA 102 kapacitáshidból álló hídmodulátor állítja elő. A diódák közti kapacitáskülönbség a P_1 potenciométerrel azüntethető meg. A hangfrekvenciás jel a 2. jelzésű bemenetre kerül, ahol aluláteresztő szűrőn át kerül a $9 MHz$ -re hangolt rezgőkör L_1 tekercsének középsőágazására. A tekercs kivitele az ábrán látható, szokásos bifiláris megoldású. Jó kivitelezése egyik alapfeltétele a hatásos visszefolyomásnak. A modulátor kiegyenlítése a P_1 és P_2 potenciométerek felváltott állításával történik. A kapcsolásban találunk még egy vágó fokozatot is, mely a DSB-jelet erősítő BSY 34 kollektor-körü rezgőkörében nyert alkalmazást. Két szilíciumdióda megfelelő szint felett vágja a nagyfrekvenciás jelet, így túlzásérzés a többi fokozatok felé nem lehetséges. Ez a „nagyfrekvenciás dinamika kompresszió” egyik fajtája, mely a hangfrekvenciás jel össze nyomását fokalgessá teszi. Előnye az aránylag egyszerűbb kivitelezhetőség, hátránya, hogy a vágás következtében torzítási melléktermékek is keletkeznek, melyeknek egy részét az L_1 tekercssel készült rezgőkör levágja ugyan, de túlságos nagy vágási szintnél zavaró lehet.

Ezzel bemutatottam egyúttal a nagyfrekvenciás vágás egyik alkalmazás módját is. Szeretném hangsúlyozni, hogy lehetőleg ezt a megoldást kerüljük, inkább hangfrekvenciás dinamika kompressziót alkalmazunk, vagy ALC-t!

A 12.52. ábrán bemutatom, hogy a kiegyensúlyozást egy négy diódát tartalmazó modulátornál hogyan hajthatuk



12.49. ábra. A kétdiódás modulátor elrendezési rajza

tározó elemektől. Így, ha a 12.42. ábra szerinti rezgéskeltőnk van és a nagyfrekvenciát egyszerűen az emittorról csatoljuk ki az ábra szerint, akkor nagy a veszélye annak, hogy az utána következő fokozat a rezgések frekvenciáját befolyásolja. A 12.44. ábrán látható megoldásban már egy emittorkövető elválasztót alkalmaztunk. Az elválasztó hatása fokozható azaz, hogy a bázisra kis értékű kapacitással és ezzel sorbakapcsolt ellenálláson keresztül csatlakozunk. Az emittorkövető kimenete szintén új megoldású. Nagy kapacitásokkal kivitelezett π -tag kimenete van, melynek sávzárlatossága a terhelő ellenállásokkal 5-5,5 MHz tartományra lett beállítva. Az állandó terhelés, amelyet ez a kimenő szűrőtag képvisel, biztosítja, hogy minimális legyen a frekvencia megváltoztató visszahatás.

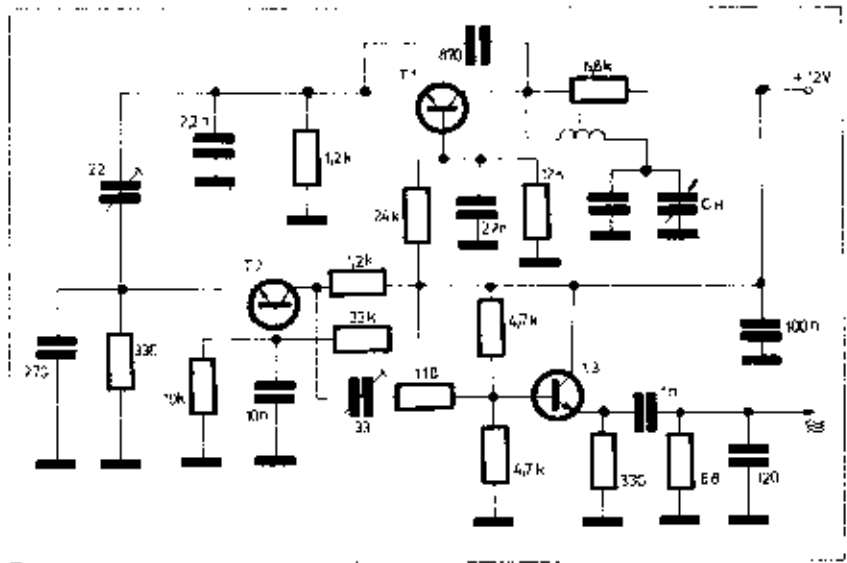
A kivitelezésnél ügyelni kell a helyes elrendezésre és a közös földpont megfelelő megválasztására. Az ábrán példaként bemutatom az elválasztó fokozat elrendezési rajzát is.

Még jobb elválasztó hatást érünk el, ha előbb egy földelt bázisú fokozatot alkalmazunk, majd a kimeneti kis impedanciát emittorkövetővel biztosítjuk. A 12.45. és 12.46. ábrákon ilyen rezgéskeltő-megoldás látható. Az előző külön érdekessége, hogy három frekvenciára átkapcsolható, háromforgós hangolási. A stabil átkapcsolást az tette lehetővé, hogy kis impedanciájú pontokat kapcsolunk át, így egyszerűbb átkapcsoló is megfelel. Ezzel a VFO-val négy-sávú üzemű valószínűsíthető meg, 9 MHz-es szűrőt használva. A rezgőköri elemek értékeit a stabil rezgés fenntartásának feltételéből, valamint az alkalmazott frekvenciahatárok ismeretével a szokott módon határozzuk meg. A 12.46. ábrán magasabb frekvenciák előállítására szolgáló VFO látható (10 MHz felett). A rezgéskeltő itt földelt bázisú beállításban üzemel. A többi fokozat a szokásos, az emittorkövető kimenete előterhelést kap, így teljesen visszahatásmentes üzem valószínűsíthető meg.

Még egy igen lényeges követelmény! A VFO-ban alkalmazott tranzisztorok határfrekvenciája (f_{β}) legalább 10-szer nagyobb legyen, mint a keltési frekvencia.

Az esetleges parazita rezgések ellen úgy védekezhetünk, ha a tranzisztor bázisához menő vezetékbe egy 20-40 ohmos kis ellenállást iktatunk. Sokszor segít az is, ha csak egy kis ferritgyöngyöt húzunk a tranzisztor báziskivezetésére. Milyen esetben a kollektorkivezetésben is hasonlót kell alkalmazni.

Érdekességként bemutatom az FT 250 VFO-ját (12.47. ábra). Az oszcillátor földelt bázisú, hőkompenzált rezgőkörrel. Az elválasztást két földelt emitteres fokozat biztosítja, kis erősítésre beállítva. A kimeneten széles sávú „T” sávszűrő található. Az ábra alapján különösebb nehézség nélkül megpróbálható hasonló felépítésű VFO elkészítése. A sávszűrőben levő két tekercs mágneselem ne hason egyaránt.



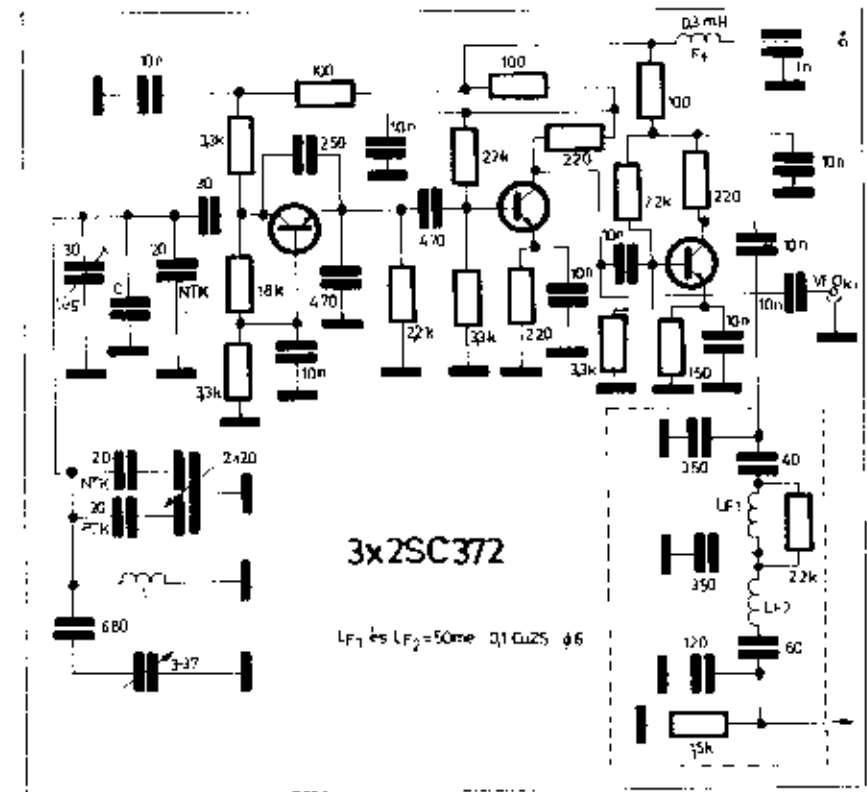
12.46. ábra. Magasfrekvenciás VFO kettős elválasztással

3. Kiegyenlített modulátorok készítése

Az elnyomott vivőjű DSB-jel előállítására kiegyenlített modulátorok segítségével történik. A félvezető modulátorok két csoportját tárgyalom: a diódás és a tranzisztoros, azaz erősítő elemes modulátort.

A 12.48. ábrán két diódával készült kiegyenlített modulátor látható. Lá-

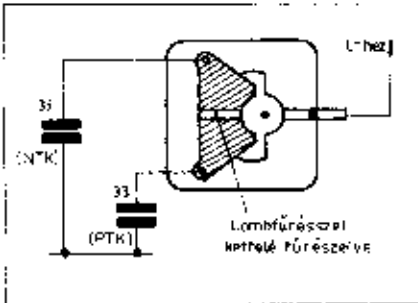
nyeges, hogy a két dióda teljesen azonos karakterisztikával rendelkezzen úgy a záró, mint a nyitó irányú tartományban. A nagyfrekvenciás jel legegyszerűbben az ábra szerinti kristályoszelelítővel állíthatjuk elő. Az L_1 tekercs a párhuzamos kapacitással a kvarc frekvenciájára hangolható. Az L_2 és L_3 -ból álló transzformátor könnyebb elkészítése érdekében nagy kapacitást alkalmazunk a hangolt



12.47. ábra. Az FT 250 VFO-ja. Külön érdekessége a kimeneten látható szűrőtag, mely felharmonikusban szegény kimenő jelet biztosít

goló kapacitás ne változtassa meg értékét. Ez az értékváltozás lehet mechanikus és lehet hőtől függő. A mechanikus változás kiküszöbölhető merev szerelés alkalmazásával, mert ezt legtöbbször az alkatrészeket összekötő vezetékek instabilitása okozza. A közeli fémrészek okozta frekvenciaváltozás csökkentését előzzük a „nagy C” kivitelű rezgékeltők, ahol a rezgési frekvencia előállításához kis értékű, igen stabil és nagy jóságú tekercset, illetve induktivitást, ugyanakkor nagy értékű kapacitást használunk. A kapacitás hőkompenzált kivitelű. Az ilyen rendszerű rezgékeltők másik előnye, hogy kisebb zajszavólességgel rendelkeznek, ami vevőkészülékekben történő alkalmazásuknál mutatkozik előnyként.

A frekvenciát az aktív elem is befolyásolhatja, annak változó paramétereivel. Jó és még ma is elterjedten használt módszer, hogy a tranzisztor, vagy más aktív elem bemenő paramétereinek változását úgy csökkentik le, hogy nagy értékű kapacitásokat alkalmaznak osztóként. Ilyen elapp-

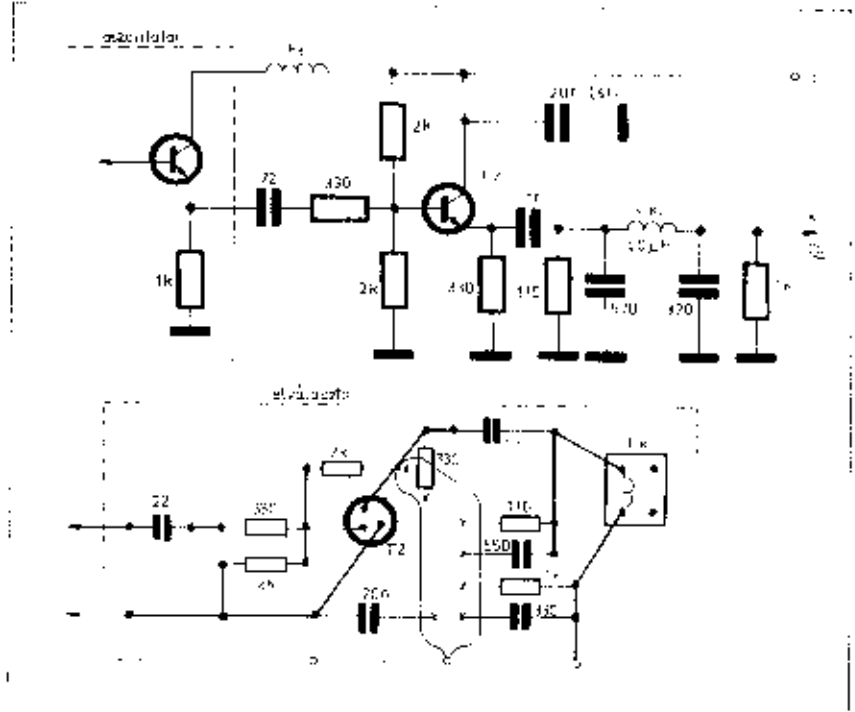


12.13. ábra. A hőkompenzált trimmer-kondenzátor elköszítési rajza

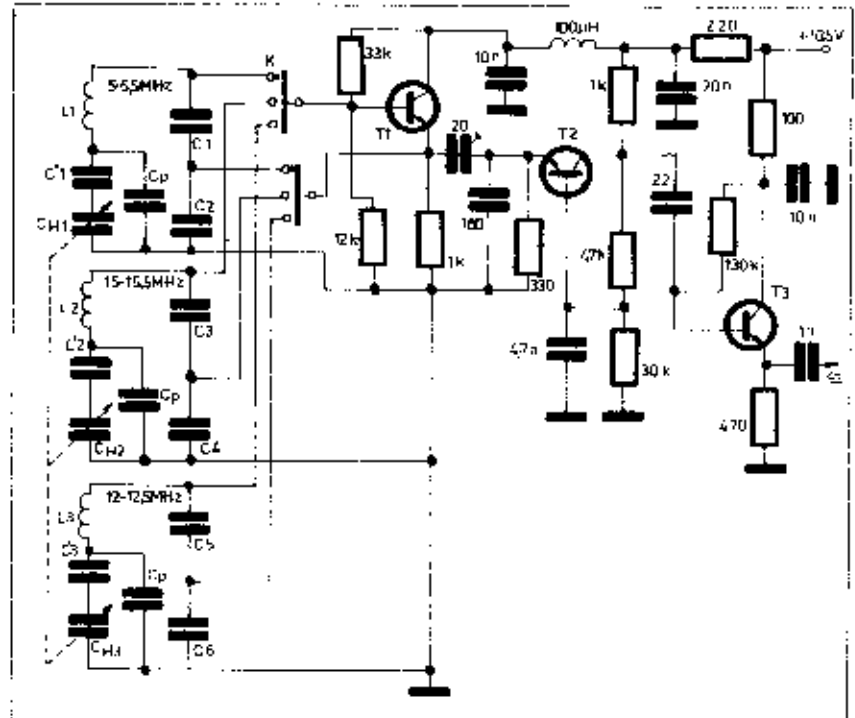
oszcillátor látható a 12.12. ábrán. Más módszer szerint MOS-FET elemeket használnak, melyek kisebb mértékben hatnak vissza a rezgőkörre. Az előző ábrán bemutatott rezgékeltő szokásos megoldás, emitterkörü visszacsatolási. A hőkompenzált egyszerűen megoldható a 12.13. ábrán bemutatott, kettőfűrészes trimmer-kondenzátor segítségével. Az egyik fegyverzetéhez nagy negatív TK-jú, másikhoz pozitív hőtényezőjű kapacitás csatlakozik. A kívánt TK a légitrimmer forgórészének állításával be szabályozható.

Az oszcillátor teljesszültsége természetesen stabilizálva van. Helyes módszer az, amikor külön stabilizátor gondoskodik csak a VFO táplálásáról. Így a többi fokozatok nem rándíthatják a rezgékeltő frekvenciáját.

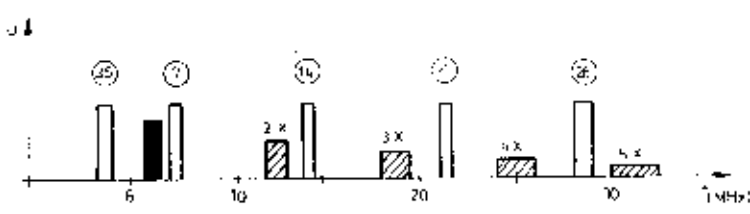
Visszatérés azonban nem csak a tápfeszültségen keresztül állhat elő. A rezgékeltőhöz kapcsolódó modulátor, keverő szintén elhúzhatja a keltett rezgések frekvenciáját, amennyiben a nagyfrekvencia kicsatolása nincs kellően elválasztva a rezgést megla-



12.14. ábra. Az oszcillátor elválasztó fokozata. A közös földelésnek fontos szerepe játszanak az elválasztóképesség növelésében



12.15. ábra. Három frekvenciára átkapcsolható VFO, kettős elválasztó fokozattal. A kapcsolásban szereplő tranzisztorok BZY 90 típusúak lehetnek



12.40. ábra. A 6-5,5 MHz-es VFO felharmonikusai. Amatőr sávba nem esik egy felharmonikus sem, de a 7 MHz-es sávhoz közel esik az alapharmonikus

külö csillapítást jelent a bemeneten a 7 MHz alatti zavaró jelekre.

Két frekvencia keveredésénél számos keverési termék keletkezhet, melyek a bevezetőben említett nem kívánatos mellékfrekvenciák eredményezik. A különböző melléktermékek zavara hozzájárul az előzőekben ismertetett felharmonikus-zavarokhoz, illetve azokkal együtt okoz sok bosszúságot az üzemeltetés során. Ez azt jelenti, hogy nem csak a felharmonikusokra kell ügyelnünk, hanem arra is, hogy két összekevert frekvencia aránya olyan legyen, hogy a torzítási melléktermékek ne okozzanak lehetőséget zavarokhoz. Ez sokszor nem a legkönnyebb feladat, különösen látható ez, ha figyelmesen megnézzük a 12.41. ábrát, melyben az ötödik felharmonikusokból keletkező melléktermékekig fel vannak tüntetve a különböző frekvenciák, az alacsonyabb és a magasabb frekvencia arányának függvényében. A vízszintes tengelyen ábrázoltam a két összekevert frekvencia arányát, (A/F = alacsonyabb osziva a magasabb frekvenciával), a függőlegesen pedig a felharmonikus rendszámát látható. Egyes A/F arányoknál kis táblácskákön tüntetem fel a keletkezett melléktermék meghatározásához szükséges képletet. Jel-

lel akkor, ha összegző keverés, - jel-
lel, ha kivonó keverést alkalmazunk.

A táblázat használatára nézzünk egy példát. Legyen az SSB jelünk 9 MHz-es, ehhez keverjünk hozzá az előzőekben is már említett 5-5,5 MHz-es oszcillátort. Összegző keverésnél 14-14,5 MHz, kivonó keverésnél pedig 4-3,5 MHz keletkezik.

Először meghatározzuk az A/F arányt. Mivel egy frekvenciatartományról van szó és nem csak diszkrét frekvenciák keveréséről, így a VFO széles frekvenciájára meghatározva:

$$A/F (6 \text{ MHz}) = 5/9 = 0,555$$

$$A/F (5,5 \text{ MHz}) = 5,5/9 = 0,61$$

Tehát az A/F arány 0,555-0,61 között változik a pillanatnyi hangolási frekvenciának megfelelően. A 12.41. ábrán látható, hogy ezen intervallumon belül a 0,6-nél van zavaró termék, ez is a 4. felharmonikusoktól származik, tehát elég gyenge már. A legkellencselebb, ha az n=1 harmónikus termékkel esnek a keverési sávba, mint ahogy az ábrán a 0,5 órtéknél láthatjuk.

Visszatérve a 0,6-os melléktermékekre, az ábra szerint az összegző keverési melléktermék:

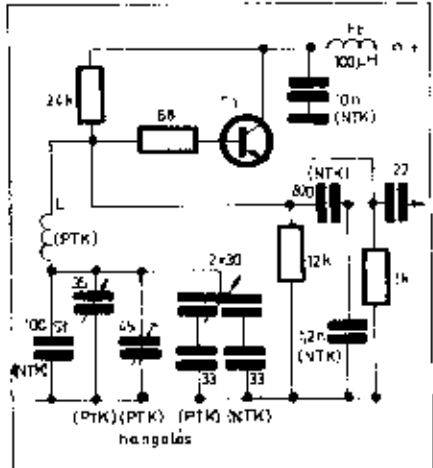
$$4 \cdot F - 4 \cdot A = 4 \cdot 9 - 4 \cdot 5,4 = 14,4 \text{ MHz}$$

(Az „A” frekvencia egyszerűen számolható a zavaró A/F arányból, mely jelenleg 0,6 tehát $A = 0,6 \cdot F$)

A különbségi zavaró termék pedig:

$$4 \cdot A - 2 \cdot F = 4 \cdot 5,4 - 2 \cdot 9 = 3,6 \text{ MHz}$$

A két zavaró komponens közül a második a rosszabb, mivel az üzemi sávba esik. Törökdölni kell arra, hogy a negyedik felharmonikus amplitúdója minél kisebb legyen, mert a zavarokat ez okozza.



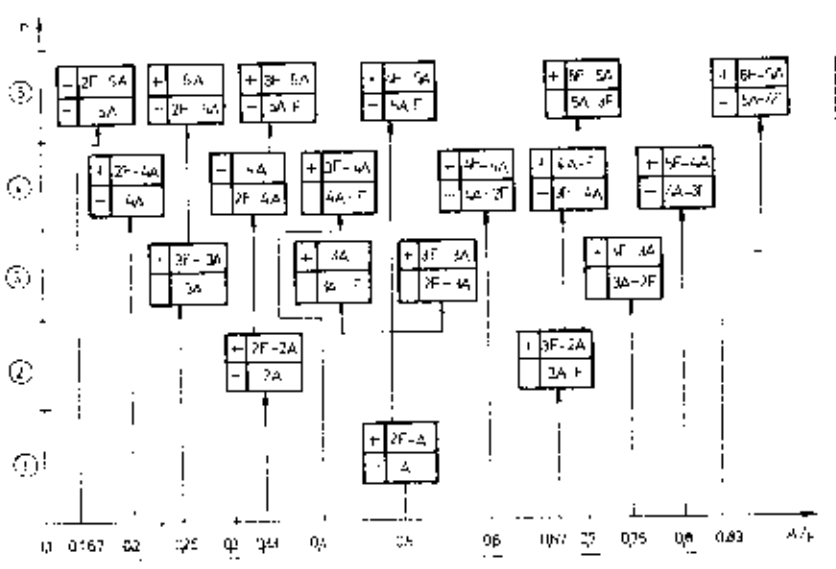
12.42. ábra. Hőkompenzált rezgőkör. A 2x30 pF kapacitást képviselő differenciál-terminál állítja be a kis frekvenciavesztést

A példán bemutatunk, hogy két összekevert jel felharmonikusainak melléktermékeit hogyan határozhatjuk meg. A példa alapján bárki megvizsgálhatja, hogy adott esetben keletkeznek-e zavaró produktumok, ezek becslése szerint milyen erősségek lesznek, és egyáltalán használható-e a keverési terv.

2. A VFO frekvencia-stabilitása

Az SSB-üzem mód különlegesen stabil VFO-kat kíván. Ez a stabilitás nemcsak abban nyilvánul meg, hogy üzem alatt hirtelen nem változtatja frekvenciáját (ráadás hatására, billentyűzúzókor), hanem hosszabb ideig, legalább egy összeköttetés időtartamáig jól kell tartania frekvenciáját. Ugyanakkor a moduláció alatt, visszahatás jelleggel nem keletkezhet frekvencia-moduláció.

A stabilitás egyik feltétele, hogy maga a rezgés frekvenciáját meghatározó rezgőkör frekvenciája stabil legyen, tehát az induktivitás és a har-



12.41. ábra. Kombinációs keverési frekvenciák. A táblázat használatát bemutató ábrán

12. Gyakorlati SSB-áramkörök

Hídvégi Tibor okl. vill. mérnök HA 5 88

Hasznos tanácsok SSB-áramkörök tervezőinek

1. A VFO frekvenciájának megválasztása

A változtatható frekvenciájú oszcillátor megválasztásánál egyik lényeges szempont, hogy annak felharmonikusai ne essenek az üzemi sávba. Ha ez nem így van, akkor a vevőnél vagy az adóvevőnél, melyhez nem helyesen megválasztott helyi oszcillátort használunk, a vételben kellenetlen zavarok, füttyök keletkezhetnek. Adáshoz használva az ilyen áramkört, hamis frekvenciakiárgázás következhet be.

A 12.38. ábrán kétfajta VFO frekvenciamenetét ábrázoltam. Az első elég nagy átfogást, tehát nagy frekvenciatarományt lehet vele áthangolni.

Az ábrán (a) világosan látható, hogy az a frekvenciasáv, mely zavarólag hat vételnél elég nagy. A $3 \cdot f_1$ frekvenciától felfele már minden vételi tartományba beleszökken valamelyik harmónikus. Lényegében csak az f_2 és $2 \cdot f_1$ frekvenciák közötti tartomány, valamint a $2 \cdot f_1 - 3 \cdot f_1$ kis, keskeny frekvencia-intervallum használható, illetve vehető zavarmentesen. Természetesen az f_1 alatti frekvenciák már zavarmentesen vehetők.

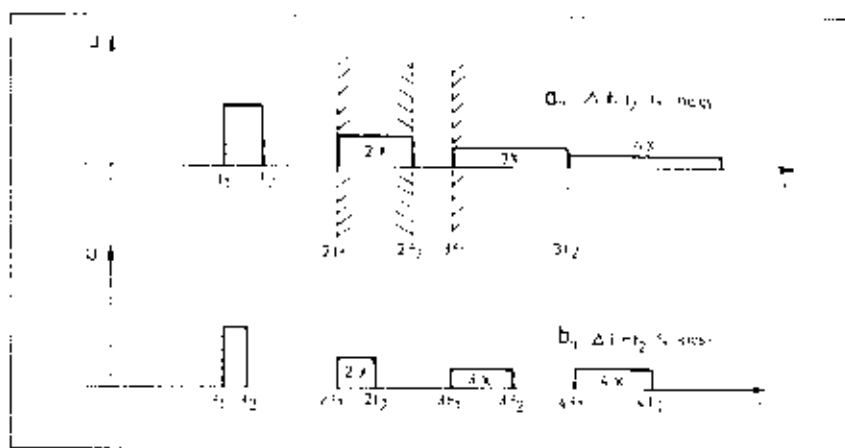
A b jelzésű ábrán már kisebb frekvencia-átfogású VFO harmónikusai láthatók. A kisebb átfogás következtében a 4. felharmonikusig nincs a magasabb termékek között átfedés, így a $2-3-4$ -szeres VFO frekvenciák közti tartomány és az alacsonyabb frekvenciák használhatók vételre.

A magasabb felharmonikusok nagyobb frekvencia-tartományt fednek le, de ezek már olyan kis térfajjuk, hogy kellő oszcillátor-árműköhat és tápfeszültség-elváltást feltételezve a vételben nem nagyon zavarhatnak.

Ebből a szempontból tanulságos megvizsgálni egy – amatőr körökben közkedvelt – 5–5,5 MHz frekvencia-tartományú VFO magasabb harmónikusait. A 12.39. ábrán látható, hogy a rezgéskeltő 4. harmonikus a 21 MHz-es sávban okoz zavart. Ha ennél nagyobb, minél jobban „látja” a vevő bemenete a VFO-t, tehát minél nagyobb a VFO és a hozzá tartozó keverő közötti az üzemi frekvenciára hurok bemenete.

Annak ellenére, hogy a rezgéskeltő ilyen megválasztása nem a legegyszerűsebb megoldás, mégis használható lesz, ha a felépítés során figyelemmel leszünk a következőkre:

a) A rezgéskeltő ne legyen úgy beállítva, hogy F V-nál nagyobb magy-frekvenciás jelet adjon, illetve ilyen keletkeztesen benne. Kis árammal és alacsony feszültséggel üzemeltessük a rezgéskeltőt és használjunk ennek



12.38. ábra. A VFO felharmonikusainak elhelyezkedése. Nagy átfogás esetén szélesebb lesz a felharmonikusok által zavart frekvenciatartomány.

megfelelően kis szintű keverőt, tehát olyat, mely kis oszcillátor-amplitúdót igényel.

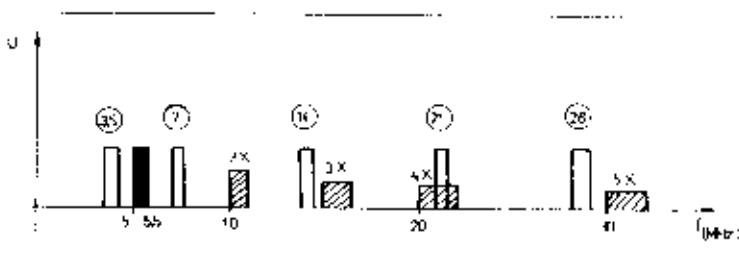
b) Az oszcillátor legyen minél távolabb a vevő bemenetétől, illetve a bemeneti rezgőkörtől, adónál pedig lehetőleg kinyújtott keverőt használjunk, mely az oszcillátor felharmonikusait elnyomja. Jól irányított dobozban helyezzük el a berendezésben és gondoskodjunk arról is, hogy a tápfeszültségen keresztül ne kerülhessen ki nagyfrekvencia a VFO-ból, tehát lejtős táplálást alkalmazunk.

c) A berendezés tervezésénél legyünk figyelemmel arra, hogy az üzemi frekvenciát kikoverő egységre közvetlenül ne kerüljön a VFO kiros felharmonikusai. Ennek megvilágítására nézzük a láthatóan kényes 21 MHz-es sáv esetét.

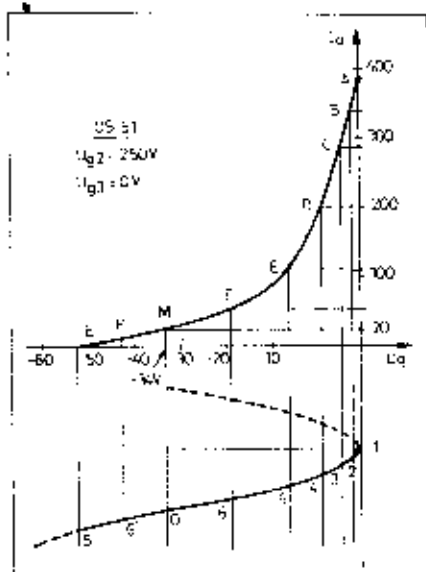
Ha KF-ként 9 MHz-es szűrőt használunk, akkor az oszcillátor frekvenciájának vagy 30–30,5 MHz-nek, vagy pedig 12–12,5 MHz-nek kell lenni. Ezt legtöbbször úgy választják

meg, hogy az 5–5,5 MHz-es VFO-hoz kristályfrekvenciát kevernek, és VFX-rendszerrel sávszűrőt keresztül kerül a keverőre a jel. Így a VFO zavarokat okozó felharmonikusai távol tartható. Mi történik azonban akkor, ha marad az 5–5,5 MHz keverési frekvencia és a középfrekvenciát változtatjuk 10 MHz-re? A keverő jele VFO-jelből keletkező felharmonikus együtt fog jelentkezni az üzemi frekvenciával, tehát a zavar elkerülhetetlen.

A 12.40. ábrán kisé megváltoztattuk a VFO frekvenciáját: 6–6,5 MHz-ben választjuk meg. Az ábrán jól látható, hogy a felharmonikusok sehol nem esnek üzemi sávba, egyedül a 7 MHz-es üzemi frekvenciához került kisé közel az alapharmónikus. Helyesen VFO alkalmazásával ez sem okoz különösebb bajt, mert 9 MHz-es KF-frekvenciát feltételezve 15–15,5 MHz-es VFO-frekvenciára kell a keverőre. Ezt pedig legkönnyebben 21,5 MHz-es kvarefrekvenciából állíthatjuk elő, kivonva belőle a VFO frekvenciáját. A 15 MHz-es sávszűrő már



12.39. ábra. Az 5–5,5 MHz-es VFO zavaró felharmonikusai a külsőhurok miatt. Látható, hogy a 21 MHz erősen zavaró lesz.



12.36. ábra. Pillanatnyi rőcseszűrésztőlhez tartozó működés-csisértékek

5. pontnál $-34 - 17 = -17 \text{ V}$
 6. pontnál $-34 + 8,8 = -25,2 \text{ V}$
 6'. pontnál $-34 - 8,8 = -42,8 \text{ V}$
 5'. pontnál $-34 - 17 = -51 \text{ V}$

A rőcseszűrésztőlhez tartozó anód-áramok pedig:

- A = 390 mA B = 330 mA C = 290 mA
 D = 200 mA E = 110 mA F = 50 mA
 M = 20 mA N = 4 mA F' = 1 mA

Helyettesítsük be ezeket az előző képletekbe:

$$I_{so} = \frac{1}{12} (195 - 330 + 200 - 200 + 110 - 50 - 20 - 4 + 1) = 100 \text{ mA}$$

$$\hat{I}_1 = \frac{1}{12} (300 + 1,93 \cdot 330 + 1,73 \cdot 290 + 1,41 \cdot 200 - 109 - 0,51 \cdot 46) = 162 \text{ mA}$$

$$\hat{I}_2 = \frac{1}{12} [390 - 290 - 111 + 1,93 (330 - 54) - 20] = 90 \text{ mA}$$

$$\hat{I}_3 = \frac{1}{12} [390 - 1,41(330 - 4 - 200 - 50) - 2 \cdot 109] = 24,2 \text{ mA}$$

$$\hat{I}_4 = \frac{1}{12} [390 - 330 + 54 - 290 - 111 - 2(20 - 200)] = 1,1 \text{ mA}$$

A csőáramok ismeretében a cső főbb adatai: Felvett egyenáramú teljesítmény:

$$P_o = I_{so} \cdot U_{so} = 0,1 \cdot 1000 = 100 \text{ W}$$

Az alulfrekvenciás teljesítmény a cső anódján (300 V a maradékfeszűrészt):

$$P_1 = \frac{\hat{I}_1 \cdot \hat{U}_1}{2} = \frac{0,162 \cdot 700}{2} = 57 \text{ W}$$

Az anódon hővé alakuló teljesítmény:

$$P_d = P_o - P_1 = 100 - 57 = 43 \text{ W}$$

A végerősítő hatásfoka:

$$\eta = \frac{P_1}{P_o} = 57/100 = 57\%$$

Az optimális anódkörterhelő ellenállás nagysága:

$$\hat{R}_{an} = \frac{\hat{U}_{an}}{\hat{I}_1} = 700/0,162 = 4320 \text{ ohm}$$

Ugyanígyen módszerrel bármely cső üzemi adatai egyszerűen megfigyelhetőek ha annak karakterisztikáját ismerjük.

Ha a cső AB₁, tehát rőcsesűrésztőlüzemeltetésben üzemel, akkor hasonló a számítás, de a nagyobb négyváltó-feszűrészt vezetjük számításba. Ha az előbbi OS 51 csővel a +10 V-os rőcseszűrészt tartományig kivesszük (a nyugalmi munkapont maradjon az előző helyén), akkor I_{max} = 550 mA lesz és a fűbbi adatok:

- I_{so} = 150 mA
 I₁ = 247 mA
 I₂ = 140 mA
 I₃ = 24 mA
 P_o = 150 W
 P₁ = 88 W
 P_d = 62 W
 R_{an} = 2800 ohm
 η = 59%

Látható, hogy itt a disszipáció nagyobb a gyári 45 W-nál. Szakaszos üzemben ennyi disszipációs túllépés megengedett, mert a szűrésben a cső hűlni tud. Állandó hűtőszűrészt sugárzó üzemben nem lenne alkalmas. Jó hűtés esetén NSTB-üzemeltetésben több disszipáció engedhető meg. Ugyanor ellenőrizni kell a véges maximális katódárámát, hogy a nagyobb teljesítményt képes-e leadni.

$$P_{diss} \approx 1,6 \cdot P_o$$

Ebben az esetben tehát 1,6 · 45 = 72 W disszipációs teljesítmény engedhető meg szakaszos üzemben.

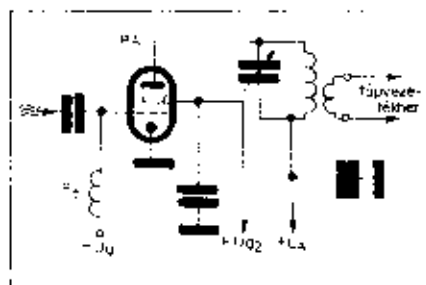
Felharmonikus vizsgálata

Ha a végerősítőcső anódkörében egyszerű zárlat van és az antenna felől mérhető terhelés olyan, hogy a felharmonikusok is azonos az alulfrekvencián jelentkező terheléssel (tíz-tíz ohmos) akkor a 12.37. ábrán látható anódkör alulfrekvenciához viszonyított impedanciája:

$$Z = \frac{k \cdot R}{k^2 - 1} \approx Q_1$$

ahol k a felharmonikus rendszáma (2, 3, 4, ...), R a rezgőkör rezonancia-ellenállása alulfrekvencián, terhelési állapotban (azonos az R_{an} optimális terhelésellenállással) és Q₁ a rezgőkör terhelési tényezője.

Amennyiben az antenna által produkált terhelési ellenállás megváltozik, módosul az így kiszámított érték. Amennyiben R₁ megnövekszik a felharmonikuson, a zárlat terhelése is



12.37. ábra. Végfokozat induktilis kiscsűrésztőlüzemeltetésben

csökken, tehát a terhelési tényező növekszik. Következésképpen a felharmonikuson jelentkező impedancia csökken.

Az így lecsökkent impedancián jön létre a felharmonikus áram következtében a felharmonikus csőcseszűrészt:

$$\hat{U}_k = \hat{I}_k \cdot Z$$

ahol a k ismét a felharmonikus rendszámát jelenti.

A felharmonikus csőcseszűrészt:

$$a = 20 \cdot 10 \log \frac{\hat{U}_1}{\hat{U}_k}$$

Nézzük meg példánk alapján, mennyi lesz AB₁ beállításban a második felharmonikus csőcseszűrészt használva. Előzők alapján az anódkör terhelési ellenállás nagysága:

$$R_{an} = R = 4320 \text{ ohm}$$

Ezzel k = 2 helyettesítéssel megkapjuk a második felharmonikuson az impedancia nagyságát:

$$Z = \frac{2 \cdot 4320}{4 - 1} = 2880 \text{ ohm}$$

(a terhelési tényező Q = 20-nak választottuk)

A második harmonikus csőcseszűrészt a rezgőkörön:

$$\hat{U}_2 = \hat{I}_2 \cdot Z = 0,09 \cdot 2880 = 259 \text{ V}$$

A felharmonikus-erőnyomás nagysága:

$$a = 20 \cdot \log \frac{700}{259} = 34,7 \text{ dB}$$

A példából világosan kiderül, hogy egyszerű zárlattal nem tudjuk biztosítani az előző 40 dB felharmonikus-erőnyomást, pedig a terhelési tényező elég nagyra választottuk. A Collins-űrlő nagyobb csőcseszűrészt, ennek méretezését az előzőekben fejezésben találhatjuk.

Megvizsgálva az AB₁ beállításban is a felharmonikus-erőnyomást:

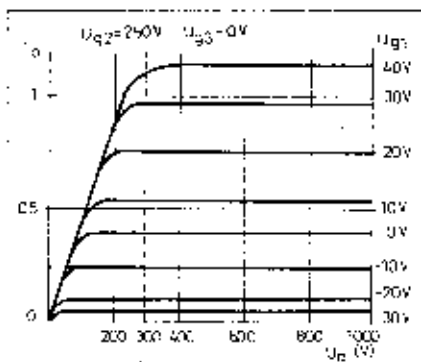
$$Z = \frac{2 \cdot 2800}{3 - 1} = 1400 \text{ ohm}$$

$$\hat{U}_3 = 0,14 \cdot 1400 = 196 \text{ V}$$

$$a = 20 \cdot 10 \log \frac{700}{196} = 31,6 \text{ dB}$$

Látható, hogy lényegesen nem növekedett meg a második harmonikus nagysága.

Hasonló módszerrel a többi harmonikus csőcseszűrészt is megvizsgálhatjuk.



12.33. ábra. Az OS 51 $U_g - U_a$ karakterisztikái.

módszerrel határozható meg. Ezt Chaffee- (vagy Cseffi) analízisnek hívják. Ez a módszer jól alkalmazható végcsőtő pentódák vagy sugár tetródák esetében. Az eljárás lényege a következő. Felvesszük a végcsőtőös $U_a - U_g$ karakterisztikáit az anódlárammal paraméterezve a 12.33. ábra szerinti. Berajzoljuk a dinamikus működésre jellemző munkagyenest az $I_{a\max} - I_{a\min} - I_{a\text{máx}}$ pontok között. Feltételezve, hogy a vezérlő négyelődő feszültség sinuszos, a maximális negatív előfeszültséghez tartozik az $I_{a\text{máx}}$ és a minimálishoz az $I_{a\text{min}}$ anódláramérték. Osszuk fel a munkapont (M) két oldalához tartozó négyelperiódusokat 6 egyenlő részre. Így 15° szögváltozás esik egy-egy mérési helyhez.

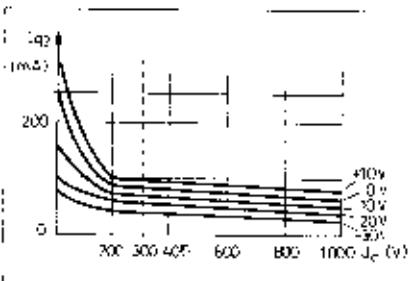
Mivel a pillanatnyi négyel feszültség amplitúdójának szinuszával arányos, elegendő a maximális értéket ismereni, ebből meghatározhatók a pillanatnyi négyel feszültségértékek. A karakterisztikából viszont egyszerűen olvashatók a pillanatnyi négyel feszültségekhez tartozó anódláramértékek.

A pillanatnyi négyel feszültségértékek:

- 1-nél $u_{g1\max}$
- 2-nél $u_{g1\max} \cdot \sin 75^\circ = 0,97 \cdot u_{g1\max}$
- 3-nál $u_{g1\max} \cdot \sin 60^\circ = 0,87 \cdot u_{g1\max}$
- 4-nél $u_{g1\max} \cdot \sin 45^\circ = 0,71 \cdot u_{g1\max}$
- 5-nél $u_{g1\max} \cdot \sin 30^\circ = 0,5 \cdot u_{g1\max}$
- 6-nál $u_{g1\max} \cdot \sin 15^\circ = 0,26 \cdot u_{g1\max}$

Mivel szimmetrikus szinuszos jelű vezérlést léteztünk fel, így a vezérlő jel két helyeken is ugyanazon értékek lesznek.

A pillanatnyi feszültség a négyes a négyesfeszültség és a pillanatnyi négyel feszültség összege lesz. A pozitív négyelperiódushoz tartozó érté-



12.31. ábra. Az OS 51 $U_g - I_a$ karakterisztikái.

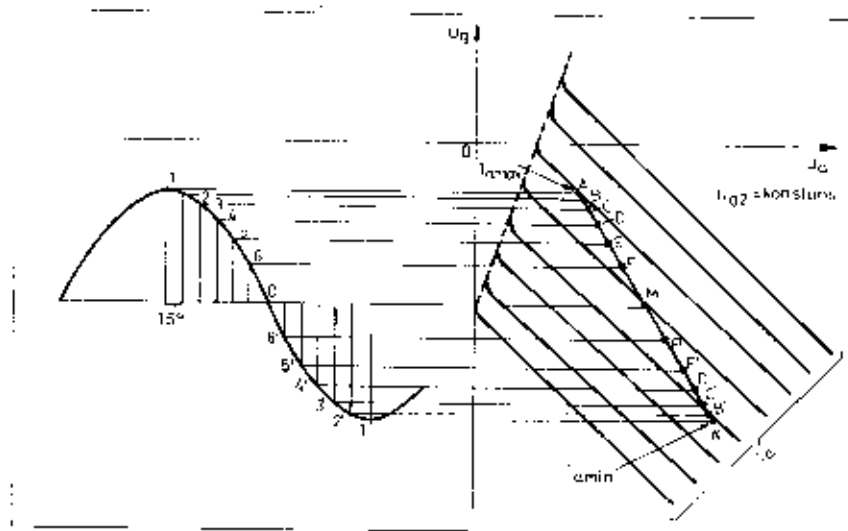
kek pozitív előjellel, a negatív félperiódus pedig negatív előjellel vevendő figyelembe. Ugyanakkor a négyesfeszültség természetesen negatív.

Az anódláramok ismeretében az üzemi anódláram-pontosságokat a következőképpen kapjuk:

$$I_{a\text{máx}} = \frac{1}{12} \cdot \left[\begin{aligned} &A - B + C \\ &+ D + E + F + M + P - E' + D' + C' + \\ &+ B' + A' \end{aligned} \right]$$

Első harmonikus (hasznos jel) esőcsőárama:

$$\hat{I}_1 = \frac{1}{12} \cdot \left[\begin{aligned} &(A - A') - 1,93 \cdot (B - B') - 1,73 \\ &\cdot (C - C') + 1,41 \cdot (D - D') - (E - E') - \\ &+ 0,51 \cdot (F - F') \end{aligned} \right] - M$$



12.35. ábra. A Chaffee-analízis régrajzján

Második harmonikus esőcsőárama:

$$\hat{I}_2 = \frac{1}{12} \cdot \left[\begin{aligned} &[(A + A') + C + C' - E - E'] - 1,93 \\ &\cdot (B + B' - F - F') - M \end{aligned} \right]$$

Harmadik harmonikus esőcsőárama:

$$\hat{I}_3 = \frac{1}{12} \cdot \left[\begin{aligned} &(A - A') - 1,41 \cdot (B + D' - F' - \\ &- B' - D - F) - 2 \cdot (E - E') \end{aligned} \right]$$

Negyedik harmonikus esőcsőárama:

$$\hat{I}_4 = \frac{1}{12} \cdot \left[\begin{aligned} &(A + B + F - F' - A' - B' - C - \\ &- E - C' - E') + 2 \cdot (M - D - D') \end{aligned} \right]$$

Nagy egyszerűsítést jelent, ha a választott eső $U_g - U_a$ karakterisztikájában az anódláram-görbék közel párhuzamosak az U_a tengellyel. Ebben az esetben nem kell külön módszer készíteni a 12.35. ábrán vizuálisan karakterizálható, hanem vizuálisan karakterizálható, hanem egyszerűen a legközelebbi katalógus által megadott $U_g - I_a$ görbét használhatjuk. Az átszerkesztési pontatlanság ugyanis nagyobb lesz, mint az az eltérés, amit az okozunk, hogy ezt az egyébként sztatikus jellegű görbét használjuk fel. Mivel az OS 51 ilyen eső, így ennél is ezt használjuk.

Először meghatározzuk a vezérlő négyel feszültség pillanatnyi értékeit:

- $u_{g1} = 34 \text{ V}$
- $u_{g1} = 0,97 \cdot 34 = 33 \text{ V}$
- $u_{g1} = 0,87 \cdot 34 = 29,6 \text{ V}$
- $u_{g1} = 0,71 \cdot 34 = 24 \text{ V}$
- $u_{g1} = 0,5 \cdot 34 = 17 \text{ V}$
- $u_{g1} = 0,26 \cdot 34 = 8,8 \text{ V}$
- $u_{g1} = -0,29 \cdot 34 = -8,8 \text{ V}$
- $u_{g1} = 0,5 \cdot 34 = -17 \text{ V}$

Az $u_{g1} - u_{g1\max} = U_g$ egyenlőség azért áll fenn, mert a négyes amplitúdó csak akkor maximális négyes amplitúdó enged meg, mint a nyugalmi előfeszültség nagysága!

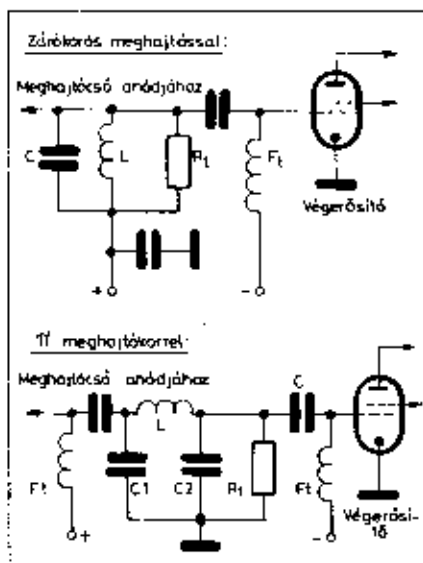
A 12.36. ábrán a pillanatnyi négyel feszültséghez tartozó anódláram-értékeket tüntettük fel. Az E'-nél végződik az analízis, mivel itt már igen kis értékek anódláramok adódnak.

A pillanatnyi négyel feszültség és a vezérlő feszültség pillanatnyi értékeinek összege:

$$u_g = U_{g0} + u_{g\text{vez}}$$

Ízzel a négyel feszültségek:

- 1. pontnál $-34 - 34 = 0 \text{ V}$
- 2. pontnál $-34 - 33 = -1 \text{ V}$
- 3. pontnál $-34 - 29,6 = -4,4 \text{ V}$
- 4. pontnál $-34 - 24 = -10 \text{ V}$



12.30. Récsánem okozta fázismoduláció csökkentése a végerősítő rácskörében: zárokörös és π -körös meghajtás

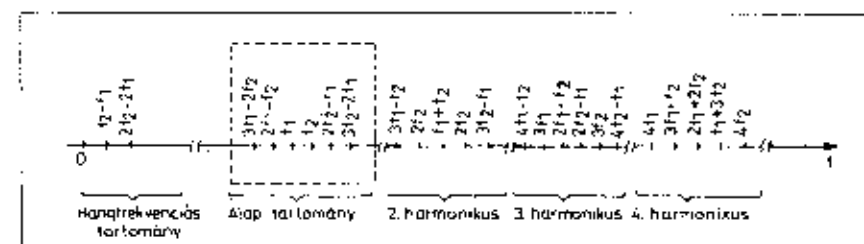
látható módon előterheléssel látjuk el a meghajtó kört. Minél nagyobb ez az előterhelés, annál kisebb az utóbbi erősített torzítás, de ugyanakkor növekszik a meghajtó teljesítmény igénye.

Az intermodulációs torzítás

Ha a végerősítőt két nagyfrekvenciás jellel vezéreljük (vagy többel), akkor intermodulációs frekvenciák is keletkeznek. A kétjelles vezérlés leegyszerűsített formája a váltóáram vezérlésnek, amikor egy egész hangfrekvenciás spektrum (300–3000 Hz) által modulált nagyfrekvenciás jelsoportot kerül a végerősítő bemenetére.

A két jel által keltett frekvenciák a 4. harmónikusig láthatók a 12.31 ábrán. A végerősítő szelvéletlő köre a szaggatott négyzetűben látható frekvenciákat nem tudja kiszűrni, mivel f_1 és f_2 látóága kb. 3 kHz (a mérést is ilyen frekvenciaváltozással szokták végezni).

Az SSB-generátor hangfrekvenciás erősítőjére pl. 4 kHz-es és 1 kHz-es hangfrekvenciát adva, annak kimenetén 3 kHz eltéréssel két nagyfrekvenciás jelenik meg. Ezt lineárisan felerősítve



12.31. ábra. Intermodulációs termékek elhelyezkedése a frekvenciataromány két jel esetén

adjuk a végerősítő rácsára. Az anódkörben torzítás nélkül csak ez a két frekvencia mérhető. Torzítás erejét méryei a:

$$\begin{aligned} &3 \cdot f_1 - 2 \cdot f_2 \\ &2 \cdot f_1 - f_2 \\ &3 \cdot f_2 - 2 \cdot f_1 \\ &2 \cdot f_2 - f_1 \end{aligned} \text{ frekvenciák,}$$

A méretezés és a beállítás során arra kell törekedni, hogy ezek az intermodulációs termékek minél kisebbek legyenek az alapjelhez képest.

A torzításra jellemző az úgynevezett S-D arány:

$$S/D = 20 \log \frac{U_a}{U_1} \text{ (dB)}$$

ahol U_a a két egyenlő nagyságú alapjel (f_1 és f_2) amplitúdója és U_1 a torzítási termékek közül a legnagyobb amplitúdó. A torzítási termékek rendűségén a kombinációs frekvenciák egyrészletűnek öszezéjét értjük. Így az alaptartományban a $3 \cdot f_1 - 2 \cdot f_2$ rendűségű: $3 + 2 = 5$, ötödrendű intermodulációs termék. A $2 \cdot f_1 - f_2$ pedig harmadrendű. Általában a harmadrendű torzítási termék szokott a legnagyobb lenni, ezért az S/D értéket erre szokták a készülégyárak vonatkoztatni. Amatőr berendezésekre az előírt S/D 30 dB szokott lenni, ami annyit jelent, hogy a harmadrendű intermodulációs termék amplitúdója (vagy a legnagyobb) 1/32-el része lehet a hasznos jel amplitúdójának.

Lineáris végerősítő tervezése

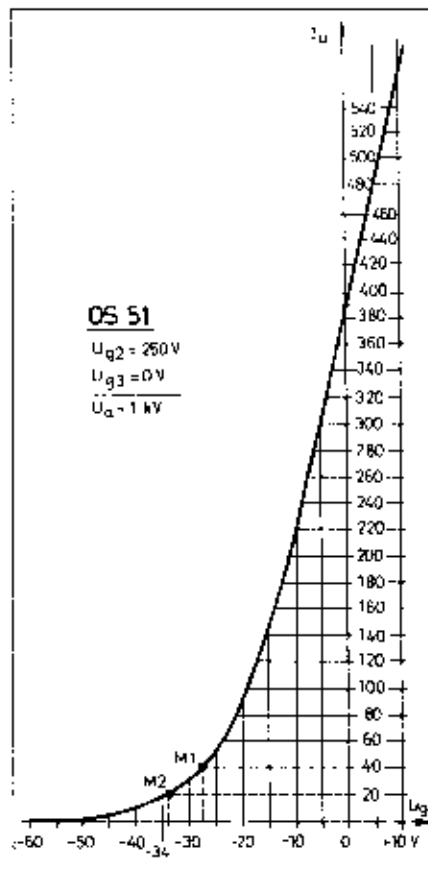
Példánkban egy ON 51 alópentóda AB₁ osztályú földelt katódú beállítási adatait határozzuk meg.

A cső $U_a - I_a$ karakterisztikája a 12.32. ábrán látható rögzített egyéb elektróda adat mellett. A kis torzítás érdekében a nyugalmi munkapontot az M₁ helyre kellene tenni (görcsült szakasz közepé), de az itt jelentkező 40 mA-es nyugalmi anódiram nagy diszzipációt eredményezne, ezért az M₂ponthba helyezzzük a munkapontot.

A csőre jellemző gyári katalógusadatok:

$$\begin{aligned} U_{a \text{ max}} &= 1000 \text{ V} \\ I_{a \text{ max}} &= 205 \text{ mA} \\ P_a &= 45 \text{ W} \end{aligned}$$

A 12.33. ábrán a cső $I_a - U_a$ a 12.31. ábrán pedig az $I_{a1} - U_a$ karakterisztikái



12.32. ábra. Az ON 51 $U_a - I_a$ karakterisztikája

láthatók. Megfigyelhető, hogy az $U_a = 0$ görbe $U_a = 250 \text{ V}$ közelében erősen esik és a segédreácsán is ugyanitt kezd nagy értéket felvenni. Ha a cső maradék anódfeszültségét 300 V-ra választjuk, akkor elégét tettünk a lineáris működés egyik feltételének (az ábrákon szaggatott vonallal jelölve).

A jobb hatásfok érdekében a legmagasabb anódfeszültséget választjuk. A váltófeszültség csúcsértéke az anódon:

$$\hat{U}_{a1} = U_a - U_{an1} = 1000 - 300 = 700 \text{ V}$$

Mivel récsánemmentes üzemet akarrunk, a vezérlő récsváltófeszültség csúcsértéke azonos lesz a nyugalmi récsafeszültséggel:

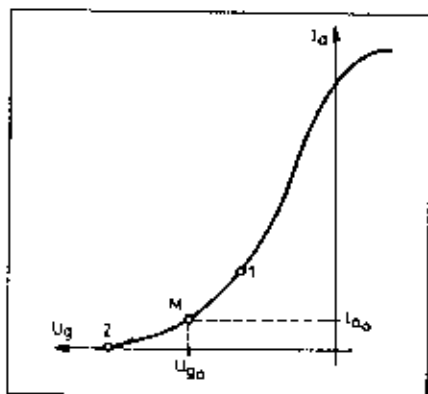
$$\hat{U}_{a1} = U_{a0} = 314 \text{ V}$$

Az anódiram maximális értéke ezek szerint $U_a = 0$ récsafeszültségnél lesz, ez az ábráról leolvasható:

Az anódiram maximális értéke ezek szerint $U_a = 0$ récsafeszültségnél lesz, ez az ábráról leolvasható:

$$I_a = 390 \text{ mA}$$

A végerősítő anódkörében létező egyenáramú és váltóáramú komponenseket, torzítási termékeket a cső karakterisztikáinak ismeretében grafikus



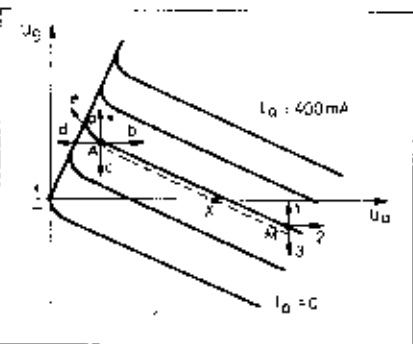
12.26. ábra. Kis torzítási munkapont helye a $I_a - U_g$ karakterisztikáján

máshoz közeli frekvenciát erősítünk. Ebben az esetben az erősítő elem torzító hatása miatt a kimeneten a két frekvencia kombinációi is megjelennek: $n \cdot f_1 \pm m \cdot f_2$, ahol n és m természetesen egész számokat jelentenek, az f_1 és f_2 pedig a két erősítendő frekvenciák. Ezt a torzítást *intermodulációs* jellegűnek nevezzük.

A torzító hatás a következőktől függ:

- az adott erősítőelem tulajdonságától, annak karakterisztikájától,
- a nyugalmi munkapont helyétől,
- a kivezértés nagyságától,
- a kimenő rezgőkör terhelési viszonyaitól,
- az anódköri (segédreásköri) feszültségviszonyoktól.

A 12.25. ábrán nézve, mely egy elektroncső vezérlőreáskeszültség-anódkörrel karakterisztikáját ábrázolja, az optimális munkapont lineáris erősítőknél az alsó, görbült szakasz közepén van. Ezt az ábrán „M”-mel jelöltük. A karakterisztika emelkedő részén találunk egy aránylag egyenes szakaszt, majd ismét görbülni kezd. Addig, amíg a munkapont a rácsot vezérlő nagyfrekvencia függvényében az egyenes szakaszon mozog, nincs torzítás. A nyugalmi munkapontot a „2” felé tolvá erősen megnövekszik a torzítás. Ez érthető, mert nagyobb görbült szakasz kerül a kivezértés területére. Csökken a torzítás, ha a munkapontot az „1” felé tolvuk.



12.27. ábra. A torzítást és a teljesítményt befolyásoló tényezők

Ugyanekkor azonban megnövekszik a nyugalmi anódkör áram is, ezzel a végfokozat disszipációjá.

A torzítás a kivezértés nagyságától is függ. Ezt a 12.27. ábra alapján elemezhetjük. Az ábrán egy pontotoda $U_a - U_g$ karakterisztikái láthatók, az anódkörrel paraméterezve. A munkapont az „M” nyugalmi értéktől az „A” pontig, a kivezértés esésértékéig mozog a szaggatottan berajzolt munkaegyenestől. (Az anódkör rezonanciára hangolt állapotban van, tehát ohmos terhelést kap az anód. Ellenkező esetben a munkaegyenestől ellipszis lesz.)

Ha az „M” pontot a „2” irányába tolvuk el, tehát növeljük az anód egyenfeszültséget, növekszik a határfok és a hasznos teljesítmény. A „1” irányában torzítás csökken, de ugyanakkor disszipáció növekedés, a „2” irányában pedig torzítás növekedése tapasztalható.

Az „A” pont helyét változtatva a következőket tapasztaljuk:

„a” irányban: megnövekszik a rácsáram, nagyobb meghajtás kell és a torzítás is növekszik.

„b” irányban: csökken az anódváltófeszültség, kisebb lesz a határfok,

„c” irányban: csökken a kivezértés és a torzítás

„d” irányban: növekszik a hatásos teljesítmény, de a torzítás is nagyobb.

„e” irányban: pentódnál (tetradnál) megnő a segédreáskör, ez torzítást okozhat.

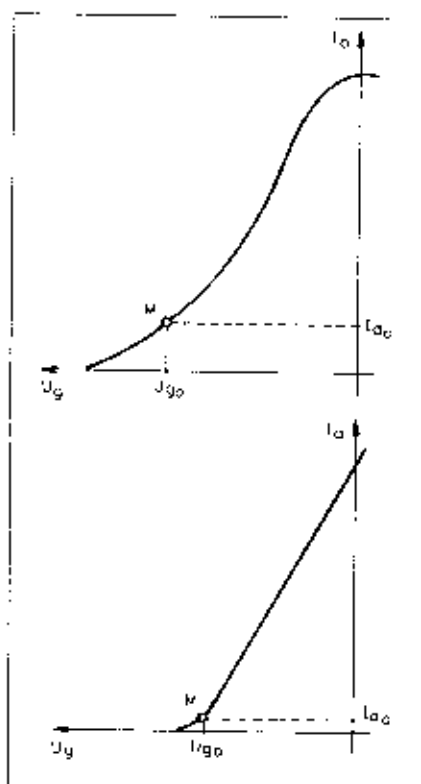
A jó hatásfok érdekében az anódváltófeszültség esésértékének minél jobban meg kell közelíteni az anódegyenfeszültséget. A esésérték és az egyenfeszültség hányadosát nevezzük *anódfeszültség kihasználási tényezőnek*, mely mindig kisebb 1-nél.

Milyen elektroncső alkalmas lineáris erősítőre?

Már az elmondottakból is kiténik, hogy nem lehet minden esővet lineáris erősítőnek használni. A kérdést csak az alkalmazandó cső karakterisztikáinak ismeretében lehet eldönteni. A 12.28. ábrán két eső beicnő karakterisztikája látható. Az *a* esetben erősen görbült a rácsfeszültség-anódkörrel karakterisztika. Ha a munkapontot a *szokásos módon a görbült szakasz közepére* helyezzük, akkor nagy lesz a nyugalmi anódkör áram. A *b* szerinti már alkalmasabb lineáris üzemből, mert hosszú egyenes szakasz jellemzi és ugyanakkor kicsi a nyugalmi anódkör áram nagysága.

A 12.29. ábrán egy pentóda $I_a - U_a$ karakterisztikái láthatók, melyre szaggatottan berajzolták az $I_{ra} - U_a$ karakterisztikáit is.

Ha a vezérlő feszültséget növeljük, akkor előbb az anódkör áram is arányosan növekszik a vezérlő jellel, majd lassabban növekszik. (A pont). Ugyanakkor a segédreáskör árama erősen kezd *növekedni*. A kivezértést csak az ábrán jelzett „A” pontig tanácsos tehát növelni. Az ehhez tartozó anódváltófeszültség esésértéke U_{am} a negatív irányban. Ez a *miradék anódfeszültség* jellemző a cső hatásfokára. A hatásfok akkor lun-

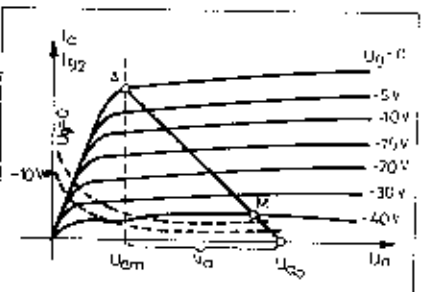


12.28. ábra. Nemlineáris és lineáris erősítésű cső karakterisztikája

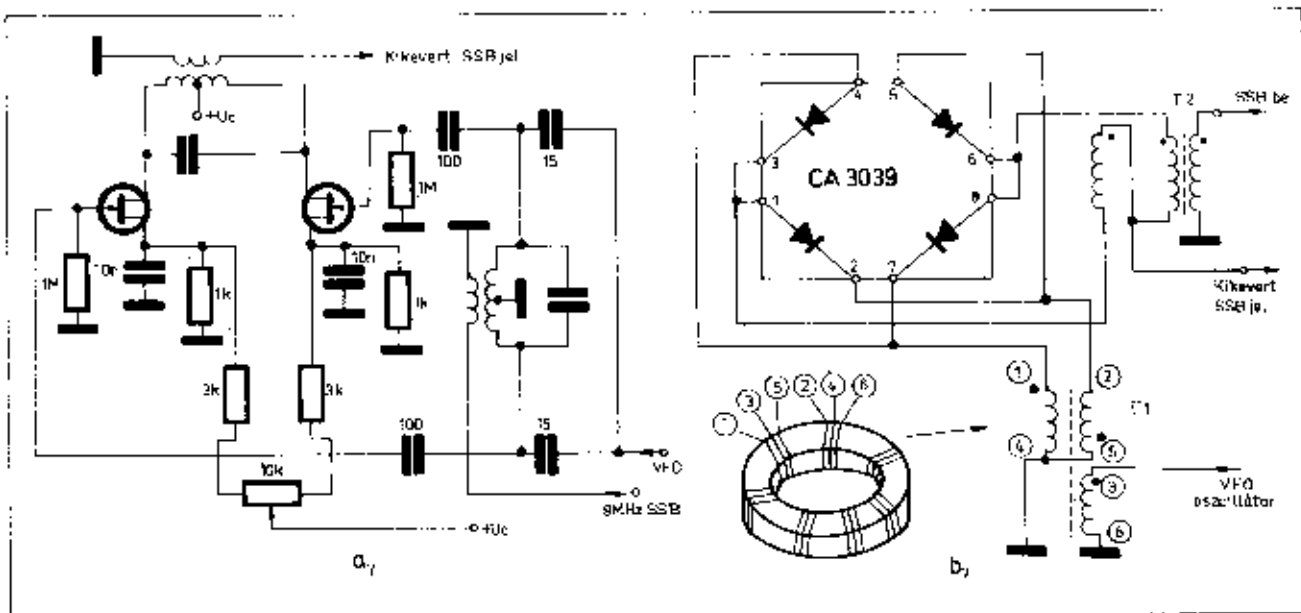
ne 100%, ha $U_{am} = 0$, ami egyetlen esővel sem valósítható meg. A kivezértést adó tanácsos növelni, amíg az anódkör áram növekedése lineáris a rácsfeszültség-változás függvényében és ugyanakkor a segédreáskör áram nem növekszik meg nagy értékre!

Az amplitúdó-torzítás csökkentése érdekében előszörban AB_1 beállítás jöhet számításba, melynél a rács állományi feszültsége nem válik pozitívvá (rácsárammentes üzem). A rácsáramos üzem jobb határfokot eredményez, de a karakterisztika felső görbültsége miatt esőtől függően kisebb-nagyobb torzítást eredményez.

A rácsáram miatt a meghajtókör terhelése nagyobb lesz, ugyanakkor a terhelés a vezérlés függvénye is. A változó terhelés kis lökerti frekvencia-modulációt (fázismodulációt) okoz. Ennek elkerülésére a 12.30. ábrán



12.29. ábra. Pentóda-karakterisztikák



12.23. ábra. Egyszeresen kiegyenlített keverő FET-ekkel (a) és kétszeresen kiegyenlített keverő IC-vel (b)

A 12.23a ábra tranzisztoros változatot mutat FET-ekkel. Működése hasonló az előzőekben ismertetett csöves megoldásáival.

A kétszeresen kiegyenlített keverőknél a kimeneten mindkét frekvencia ki van oltsva, tehát a legjobb minőségű üzemet biztosít. A 12.23b ábrán látható megoldás integrált áramkörös dióda-négyessel üzemel, de világított diódákkal is jól működik. A T_1 és T_2 toroid-transzformátorok biztosítják a két beadott jel kioltását a kimeneten. Ezek a szélessávú transzformátorok N 20 vasanyagból készült toroid vasra készülnek (átmérő: 12 mm), 0,35 mm-es CuZ huzalból, „trifilárisan” tekercselve. Az ábrán a tekercsek kezdő vége ponttal lett jelölve, így a helyes összekötés könnyen megvalósítható.

Ezzel a keverővel 40–50 dB elnyomás valósítható meg. A keverési veszteség az alkalmazott diódáktól is függ. (6–10 dB). Ha 12 menettel készítjük

a transzformátorokat, akkor kb. 500 kHz-től 40 MHz-ig jól működik a keverőnk.

Az SSB-jelek erősítése

Az SSB jelet általában *hisz szorosan* szokás előállítani, a keverőknél is kis szintekkel dolgozunk a nem kívánatos torzítások elkerülégre. A jel kis vagy közepes szintű erősítésre A-osztályú erősítőket szoktunk alkalmazni. Az ilyen erősítők hatásfoka ugyan kicsi, de lineárisan erőteljesek, kis torzítással.

A 12.24. ábrán csöves erősítő fokozat karakterisztikája látható. A vezérlő jel amplitúdója csak akkora legyen, hogy a cső dinamikus rácslejtésség-ánódiáram karakterisztikájának lineáris részén vándoroljon a munkapont. Az anódköri rezgőkör terhelő ellenállása csak akkora legyen, hogy a következő fokozat terhelése ne változtassa meg lényegesen a rezgőkör fázisviszonyait. Erről a későbbiekben részletesebben lesz szó.

Lineáris végerősítő fokozatok

Az előzőekben láttuk, hogy kis jelei erősítés esetén kevés torzítás keletkezik. A végerősítő fokozatban azonban nagy szinten történik az erősítés. A torzítás csökkentésére különleges megoldásokat, kapcsolásokat alkalmazunk.

Vizsgáljuk meg a végerősítő fokozat ebből a szempontból.

Mit értünk lineáris erősítés alatt? A végfokozat egy olyan négy-pólus-ként kezelendő, melynek bemenetire az erősítendő jelet adjuk és a kimeneti kapcsoláson megjelenik a felerősített jel. Lineárisan erősít az a fokozat, amelynek kimenetén a vezérlő jellel alak- és fázishű jel jelenik meg.

Egyetlen bemenő jel esetén például láthatunk a 12.25. ábrán. Az első esetben (a) a kimeneten is egyetlen frekvencia jelenik meg, (torzításmentes eset), ugyanakkor a b esetben a kimeneten sok felharmonikus is jelen van az eredeti, erősítendő frekvencia mellett. Ezek amplitúdója kisebb ugyan, mint az alappfrekvencia komponensé (c), de így is zavart okoznak.

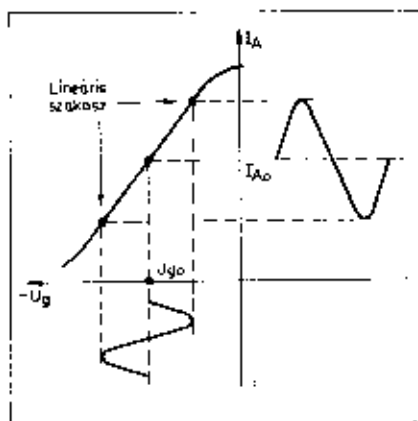
A torzítás fajtái

Erősítőknél kétféle torzítással kell számolnunk:

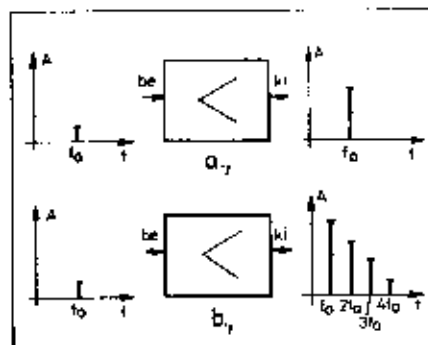
1. Amplitúdótorzítás
2. Fázistorzítás

A 12.25. ábrán ismertetett torzítás, mely egyjeli vezérlés esetén is fennállhat, *felharmonikus torzításnak* nevezzük. Jellemzője, hogy az alappfrekvencia *többszörösei*, annak felharmonikusai jelennek meg az erősítő kimenetén, mint zavaró produktumok.

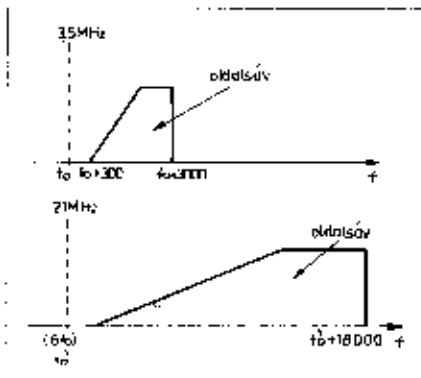
Romlik a helyzet akkor, ha egyszeres több frekvencia kerül az erősítő bemenetére. Tegyük fel, hogy két, egy-



12.24. ábra. A-osztályú erősítő munkapontja és kivételése



12.25. ábra. Felharmonikus torzítás egyetlen moduláló jeltől



12.20. ábra. Félbázisú SSB-jel képe

Mindkét esetben a hordozók felett helyezkedik el az oldalsáv, tehát nem fordult meg.

Más a helyzet azonban akkor, ha az SSB-jel nem jön ki valamelyik más frekvenciából és így jutunk az új frekvenciájá jelhez.

Igy az előző példánál maradva, 9 MHz-es SSB-jelünkkel úgy akarunk 7 MHz-et csinálni, hogy azt 16 MHz-es kristályoszillátor jelével keverjük (16 - 9 = 7):

16000 - (9000,3 + 9003) = 6999,7 ÷ 6997

Látható, hogy az oldalsáv megfordult, a hordozó alatt helyezkedik el frekvenciában. A keverésnél mindig figyelembe kell venni ezt a jelenséget!

Az amatőrökönknél szokásos oldalsávok a következők:

- 80 m: alsó
- 40 m: alsó
- 20 m: felső
- 15 m: felső
- 10 m: felső

Oldalsáv-váltást a következő módon lehet megvalósítani:

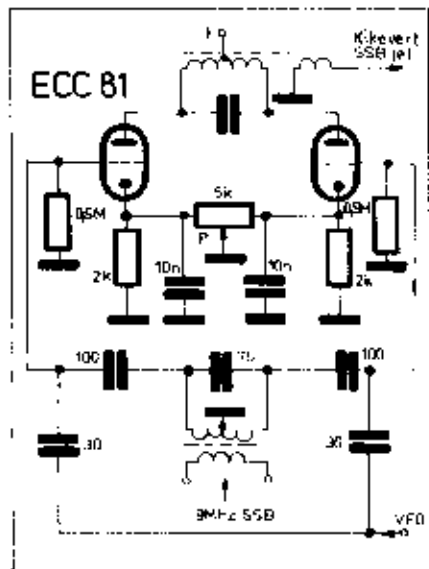
a) Ha szűrő-típusú SSB-generátorunk van, a hordozó helyét a szűrő kisebb, vagy nagyobb frekvenciás lezálló oldalára helyeztük. A szokásos helye a hordozónak: a -20 dB-es pontja a szűrő oldalának. Ez annyit jelent, hogy az ide helyezett vívő (ha van) feszültségére csökken feszültségben ahhoz képest, mintha a szűrő áteresztő tartományában lenne.

b) Fázis-típusú SSB-generátor esetén az előzőekben leírtak szerint a hangfrekvenciás fázistolás betáplálásával fordítjuk meg az oldalsávot.

c) 17,5 frekvencia kikeverésekor is megfordulhat az oldalsáv! A torvizekcor ezt is figyelembe lehet és kell venni.

Figyelemre méltó az is, hogy sok szűrő átviteli görbéje a le- és felszálló ágon nem szimmetrikus. Tehát előfordulhat, hogy oldalsáv-váltás esetén amennyiben azt a szűrővel valósítjuk meg - más lesz az egyik oldalon a nem kívánt oldalsáv-ehyomása, mint a másikon. Különösen vonatkozik ez a mechanikus szűrőkre, melyekkel külön jelöléssel is látnak el, hogy melyik oldalsáv kiemelésére való. Például a Gamma gyártmányú 450 A 32 típus az alsó oldalsávra, a 450 F 32 jelzésű pedig a felső oldalsávra alkalmas 450 kHz-es szűrőt jelent. Mechanikus szűrővel kivitelezett SSB-generátoroknál általában nem szokás egy szűrőt használni két kristállyal, hanem vagy csak egy szűrőt használnak a hozzávaló kristállyal és a keveréssel változtatják az oldalsávot, vagy pedig két szűrőt használnak az alsó és a felső oldalsáv kiszűrésére. Ez utóbbi megoldás drága megoldás amatőr gyakorlatban.

Amennyiben egy kristálysűrőt használunk és a két oldalsávot két kristály segítségével állítjuk elő, az oldalsáv-váltásnál a vívő frekvenciája a két kristály frekvenciakülönbségével megváltozik, tehát nem ugyanazon a frekvencián jelentkezik. Ez zavaró



12.22. ábra. Egyszeresen balanszírozott keverő kettős triódával

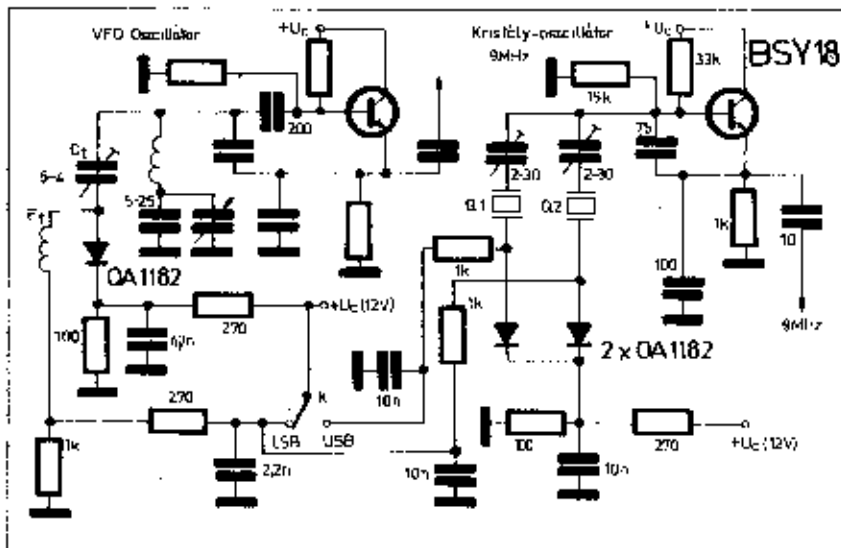
lehet, ezért a 12.21. ábrán látható megoldással a VFO frekvenciáját pár kHz-el módosítani szokták az oldalsávnak megfelelően. A kapcsoló dióda egy kis pót-kapacitást kapcsol az oszcillátor rezgőkörére, ezzel annak frekvenciáját a kapacitás nagyságától függően kisebb értékre állítja be. A kikevert üzemi frekvencia ennek megfelelően mindkét üzemmódban azonos lesz.

SSB keverők

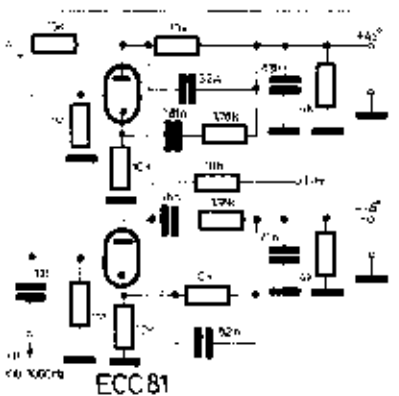
Az SSB-generátorától eltérő üzemi frekvenciára - mint ahogy az előzőekben már kifejtettük - keveréssel jutunk el.

Mivel keveréskor a nem kívánt zavarfrekvenciák sokasága keletkezhet, legtöbbször kiegyenlített keverőt használnak. Lehet egyszerűen és kételesen kiegyenlített típus. A 12.22. ábrán egyszerű kiegyenlített csöves keverőt láthatunk kettős triódával.

Az anódkör ellenütemű kiképzésű és az új frekvenciára lehangolt rezgőkör, vagy sávszűrő tartalmaz. A részek ellenütemben kapják a 9 MHz-es SSB-jelét, ugyanakkor a keverő oszcillátor jele azonos fázisban érkezik a két cső rácsára. Az anódkör ellenütemű kiképzése azt eredményezi, hogy a helyi oszcillátor jele az anódkörben kioltódik. A kioltást (kiegyenlítést) a katódkörben látható potenciométerrel tudjuk beállítani. A keverendő SSB-jelre nézve már nem kiegyenlített a keverőnk. Éppen ezért, ha az új frekvencia elég távol van az eredeti SSB-frekvenciától, az ilyen típusú keverő is jó eredménnyel használható. Mivel rendszerint a helyi oszcillátor amplitúdója szokott nagyobb lenni, a kiegyenlítést ezen a frekvencián valósítjuk meg.



12.24. ábra. Oldalsáv-váltás kristályokkal. A frekvencia-eltolódást diódák kapcsolásával az oszcillátorra kapcsolt kapacitással egyenlítjük ki



12.18. ábra. Hangfrekvenciás fizisztoló 300 - 3000 Hz-re

két modulátorba bevezetett jel fázisában egymáshoz viszonyítva legyen meg a 90° fázistolás. A 12.17. ábra szerint egyszerű R-C-L tagokkal -45° és $+45^\circ$ fázistolást valósíthatunk meg. A két jel fázisban egymáshoz képest így is 90° -ra lesz.

Az L és C elemek méretezésénél azt kell figyelembe venni, hogy adott frekvencián az induktívitás és a kapacitás ukkora látszólagos ellenállást képviseljen, mint az ohmos tag:

$$R = \frac{l}{\omega C} \text{ ohm}$$

ahol R a fizisztoló ohmos tagja (ohm), $\omega = 6,28 \cdot f_{\text{MHz}}$ (Hz), C a kapacitás (F) és L az induktívitás (H).

Néhányat okoz a hangfrekvenciás fizisztolása, mivel itt nem egyetlen diszkrét frekvenciáról, hanem egy egész spektrumot, frekvenciasávot kell fázisban tartani. Ha gondoskodunk arról, hogy csak a 300 - 3000 Hz frekvenciák kerüljenek a fizisztóra, akkor a 12.18. ábra szerinti megoldás - mely szintén -45° és $+45^\circ$ fázistolásokat ad - kielégítő eredményt használható. A 12.19. ábra egy ilyen ilyen felépített SSB-generátor rajza látható. A 9 MHz-en rezgő kristályoszillátor jele -45° hangfrekvenciás fizisztolón keresztül jut a V_1 és V_2 pontokakra, melyek kiegyenlített balansz-modulátorként üzemelnek. A kiegyenlítést a V_1 végzi, mely ellentétes fázisú jelet ad a közös módpontra. A kiegyenlítést a V_2 erősítésszabályozó potenciométerrel lehet beállítani. A balansz-modulátoroként üzemelő csövek segédreáshoz kapják fellenüremben a fázisban tartott hangfrekvenciát. A fázisforlítás V_3 fázisonként az erősítést V_4 és V_5 végzi. A hangfrekvenciás fizisztoló az erősítők niesskörében található. Az egyik R-C kombináció -45° , a másik pedig $+45^\circ$ fázistolást biztosít 300 - 3000 Hz között. A fázisfordító jele hangfrekvenciát ilyen ételumban kell szűrni. A fizisztolában alkalmazott elemek megengedett legnagyobb szórása 10% . Az oldalsáv-váltást a K_1 kapcsoló segítségével valósítjuk meg, megszereljük a csövek

segédreáshoz menő hangfrekvenciás vezetőket. A berendezés kiegyenlítéséhez hozzá tartozik, hogy a hangfrekvenciás jelet is azonosra kell állítani a V_1 és V_2 katódjában levő potenciométerrel.

Az anódkörbe 9 MHz-re lehangolt zárókört tehetünk. Az üzemi frekvenciát keveréssel állítjuk elő. Egy 5 - 5,5 MHz-es VFO-t használva keverésként, a 3,5 és 14 MHz-es amatőrsávot állíthatjuk elő egyetlen keverő oszcillátorral. (9 - 5,5 = 3,5 és 9 - 5 = 14).

Nyomatékosan fel szeretném hívni a figyelmet arra, hogy modulált jelet, így az SSB jelet is tilos többszörözni! A 12.20. ábrán 3,5 MHz vivőfrekvenciájú, 300 - 3000 Hz frekvencia tartományú oldalsávval rendelkező SSB-jelet látható. A jobb oldali ábra a 21 MHz-es spektrumot mutatja, melyet hatszorosozással állítottunk elő az előzőből. Látható, hogy a legalsócsúcs frekvenciája 1800 Hz távolságra van a hordozótól, a legmagasabb moduláló frekvencia pedig 18 000 Hz-re! Az oldalsáv tehát a sokszorosozásnak megfelelően kiszélesedett, a moduláló jellege teljesen megváltozott - más frekvenciák szerepelnek az oldalsáv-

ban, mint az eredeti - tehát ez a megoldás használhatatlan.

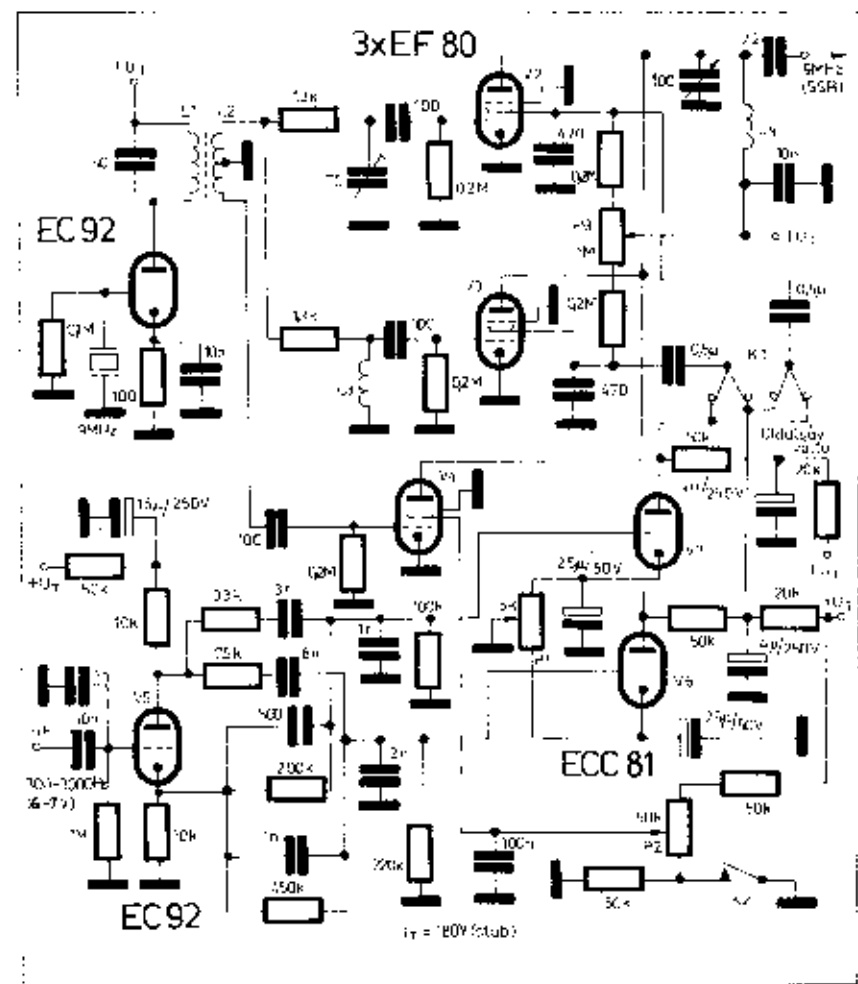
Mi történik keveréskor?

A keverés nem változtatja meg az oldalsáv-spektrum eredeti állapotát, csak azt más frekvenciára tolja át. Itt is történik azonban valami, amit nem szabad figyelmen kívül hagyni. Az oldalsáv a keveréstől függően megfordulhat, tehát az eredeti alsó oldalsávból felső lehet, vagy fordítva.

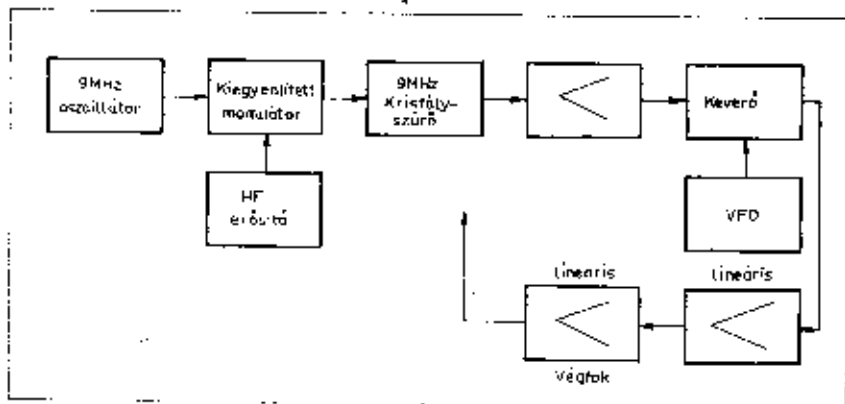
Nézzünk erre egy példát. SSB-generátorunk 9 MHz hordozó helyzetű ad ki felső oldalsávú jelet. Ha az oldalsáv-határoknak megfelelő két hangfrekvenciával, tehát 300 Hz-vel és 3000 Hz-vel moduláljuk a berendezést, akkor a kimenő nagyfrekvenciák: $9000,3 \pm 9003$ kHz

Ha ebben a jelhez hozzáadunk, vagy belőle levesszük más frekvenciát, az oldalsáv marad felső, tehát az eredeti:

$$5000 \pm (9000,3 \pm 9003) = 14\,000,3 \pm 14\,003 \text{ (} 9000,3 \pm 9003 \text{)} - 5000 = 4000,3 \pm 4003$$



12.19. ábra. Fizisztális SSB-generátor 9 MHz-re. A 9 MHz közelében van rezonancia az 50 pF kapacitással. $I_{a1} = 2 \times 4$ mA-et az V_1 -re tekercselve a huzal mindkét tekercsre 0,2 CuZS lehet. $L_1 = 23 \mu\text{H}$ (0,2 CuZS huzal) $L_2 = 0,5$ CuZS huzaltól 4 μH . A K_1 kapcsolót hordozó adható, esetleg távirri váltóra használható



12.14. ábra. 9 MHz-es kristályszűrős SSB-adó tömbvázlata

elv alapján elő kell állítani a nem kívánt oldalsáv frekvenciájának megfelelő és azonos amplitúdójú, de 180° fázistolással rendelkező oldalsávot, ezt az eredetivel összekeverve NSB-jelét kapunk. Az egyik oldalsáv legyengül, vagy teljesen kioltódik.

A rendszer tömbvázlata a 12.15. ábrán látható. A hangfrekvenciás erőforrás kimenetén hangfrekvenciás fázistolót alkalmazunk, mely az egész hangfrekvenciás spektrumot 90° -kal eltolja. Az eredeti hangfrekvenciás spektrum és a fázisban eltolódó moduláló frekvencia külön kiegyenlített modulátorra jut. A modulátorok nagyfrekvenciás hordozói is 90° fázistolással rendelkeznek egymáshoz képest. Az egyik modulátor tehát a hangfrekvenciás és a nagyfrekvenciás jelet is fázistolással kapja. Az eredmény a 12.16. ábra szerint az egyik oldalsáv lecsökkenése lesz. Mivel a két modulátor kimenete össze van kötve, az egyik oldalsáv kioltódik, a másik pedig felerősödik.

Az egyik oldalsávról a másikra való áttérést úgy valósíthatjuk meg legkönnyebben, ha a nagyfrekvenciás fázistolás irányát megváltoztatjuk (-90° helyett $+90^\circ$ -ot alkalmazunk).

Az oldalsávok fázisát a moduláló jel és a hordozó fázisösszege, illetve különbsége (alsó oldalsáv) határozza meg.

Legyen a hangfrekvencia fázisösszege $+90^\circ$, a nagyfrekvenciás hordozóé is $+90^\circ$, ekkor a két oldalsáv fázisa:

$$\varphi_{\text{felső}} = (+90) + (+90) = +180^\circ$$

$$\varphi_{\text{alsó}} = (+90) - (+90) = 0^\circ$$

Ha tehát ezt a jelet összegezzük egy olyan jellel, melynek a felső és az alsó oldalsávjának fázisösszege 0° , akkor – azonos amplitúdókat feltételezve – a felső oldalsáv kioltódik, tehát alsó oldalsávot jeliünk lesz.

Fordítunk meg az előző kifejezésekben második helyre helyettesítve nagyfrekvenciás hívó fázisát -90° -ra, ebben az esetben:

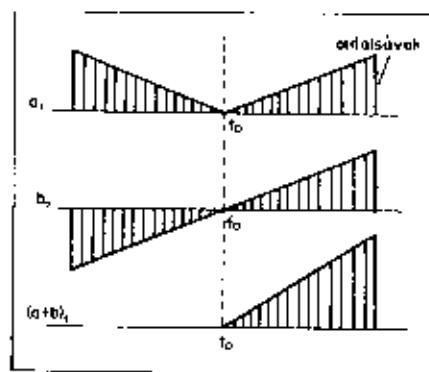
$$\varphi_{\text{felső}} = (+90) + (-90) = 0^\circ$$

$$\varphi_{\text{alsó}} = (+90) - (-90) = +180^\circ$$

Bolátható, hogy ebben az esetben felső oldalsávot jeliünk.

Egyszerűbb az oldalsáv-váltás, ha a hangfrekvenciás fázistolást változtatjuk, hol az egyik, hol a másik modulátorra adva a fázisban eltoló hangfrekvenciás spektrumot.

Nézzük meg azt az esetet, amikor az egyik modulátor fázisban nem eltoló nagyfrekvenciát, hangfrekvenciában 90° -kal eltoló fázisú jelet, a másik modulátor pedig fázisban eltoló nagyfrekvenciát és eltolás nélküli hangfrekvenciát kap:

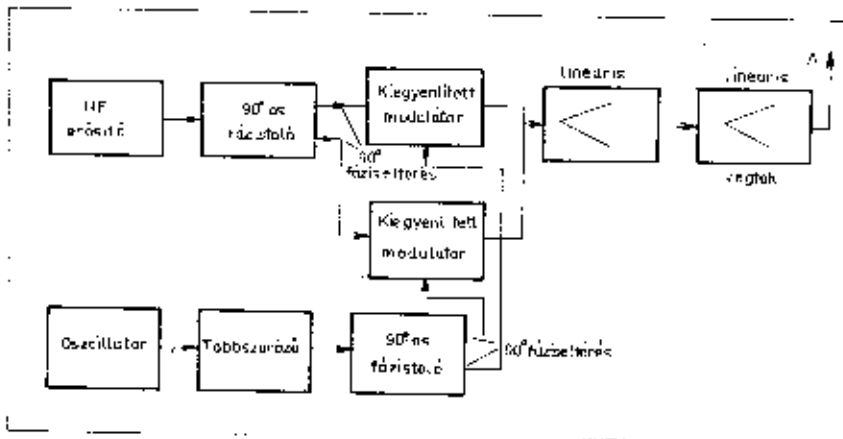


12.16. ábra. Az egyik oldalsáv kialakulása a fázistolós SSB-generátorban

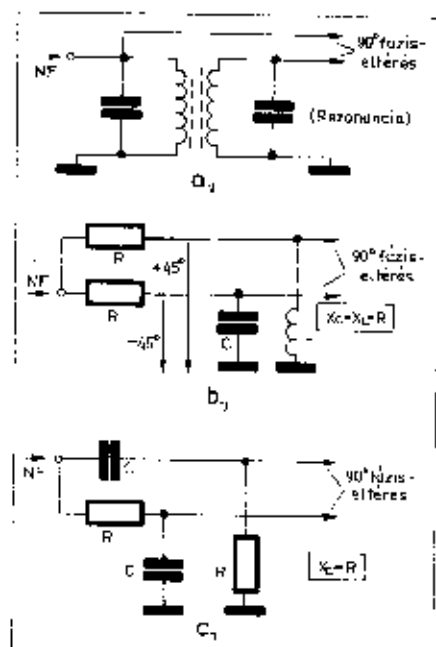
- $\varphi_{\text{alsó}} = (0) - (+90) = -90^\circ$
 $\varphi_{\text{felső}} = (0) - (-90) = +90^\circ$
- $\varphi_{\text{alsó}} = (-90) - (0) = -90^\circ$
 $\varphi_{\text{felső}} = (-90) - (0) = -90^\circ$

A felső és az alsó oldalsávok összegzésekor az alsó oldalsávok egymáshoz képest 180° -ra vannak, tehát kioltják egymást, a felső oldalsávok pedig azonos fázisban jelentkezők.

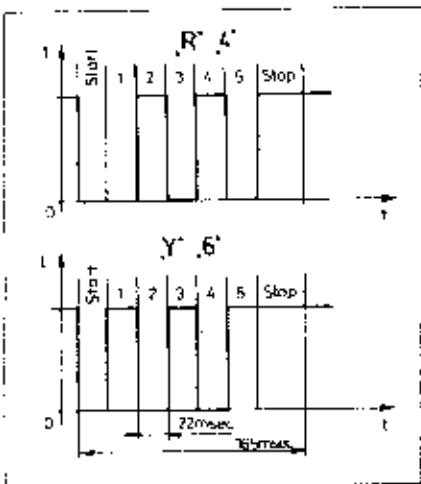
A nagyfrekvenciás jel 90° -os fázistolását egyszerűen megoldhatjuk. Ismeretes az, hogy egymással csatlakoztatott levő rezgőkörök (súvszűrő, transzformátor) primer és szekunder feszültsége közt rezonanciára hangolt állapotban 90° fáziseltérés van. Még egyszerűbb a megoldás RL/C tagokkal, felismerve azt a tényt, hogy a működés szempontjából az a lényeges, hogy a



12.15. ábra. Fázistolós SSB-adó tömbvázlata



12.17. ábra. Fázistoló megoldások



13.5. ábra. Az „R” és az „Y” betűk jelkódja közötti megfogható szabályos négyzetjellel-sorozat. Ugyanezek a kódok szerepelnek a „d és „R” számjegyek továbbításánál is

közdődhesen. Erre a műveletre szolgál a „Kocsiváltó” billentyű, illetve jelkód. Az írógépeknél a kocsiváltás és a soremelés egy közös karral történik. A távgepirónál a soremelésre külön billentyű és jelkód szolgál. A kocsiváltás (carriage return) és a soremelés (line lift) minden sor végén szükséges, de csak akkor, ha a vevőállomás lapíró géppel dolgozik. Erre a két műveletre az alagíró gépeknél nincs szükség.

Mivel a lapíró gépeknél egy sor 69 leltésből áll, ezért 69 leltésenként kocsiváltást és soremelést kell létrehozni. Egyes alagíró gépeken automatika van elhelyezve, amely 69 leltés után csak akkor ugri tovább folytatni a szöveg adását, ha a soremelő és kocsiváltó billentyűt lenyomták.

Az adó- és vevőgép szinkron futásának ellenőrzésére szolgál az „Üres” megnevezésű gépműködési jel illetve kód, amelynek adásakor a vevőgép elindítja ugyan a nyomtató mechanizmusát, de sem kírás, sem papír- vagy azalagtovábbítás nem történik. Az „Üres” jelkód automatikusan és folyamatosan is adható. Ha ezalatt a vevőgép valamilyen nyomtatást végez, úgy a két gép sebessége nem teljesen azonos és valamilyen gép sebességét módosítani kell.

Összefoglalva a gépműködési jelek a következők:

1. Kocsiváltó
2. Soremelő
3. Betűváltó
4. Számváltó
5. Szóköz
6. Üres

A jelkód

A 32 egymástól független jelkód az 5 elemi impulzus variációjával hozható létre. Az ausztráliai Murray ajánlotta

először, hogy melyik kód melyik betűnek vagy számnak, illetve írásjelnek feleljen meg. A CCIT némi módosítással átvette ezt az ABC-rendszert és azóta „CCIT 5-ös ABC”-nek nevezik. Ugyanezt a kódrendszert használják az FCC-hálózatban is. Ettől eltérő, de alapjaiban hasonló a szovjet távgepiró-forgalomban használt cirillbetűs ABC.

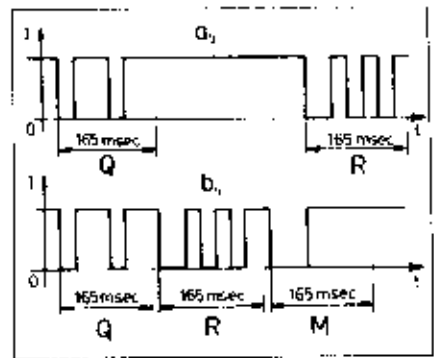
Példaképpen bemutatjuk néhány betű (szám; írásjel) jelkódjának képét. A 13.3. ábrán az „A” betű kódja látható a start- és a stop-impulzusokkal együtt. A számváltó lenyomása után ugyanez a kód a vevőállomáson a „kötőjel” (mint írásjel) nyomtatását váltja ki.

A 13.4. ábrán a „P” betű kódja látható. Ugyanez a kód egyben a „0” számot is jelenti, ha alótté a számváltó billentyűje le volt nyomva.

A kód szempontjából az ABC-nek van két jellegzetes betűje: az „R” és az „Y”. Ezen betűk kódjai arról nevezetesek, hogy leginkább hasonlítanak egy szimmetrikus négyzetjellel-sorozatához, és így a legnagyobb mértékben veszik igénybe a gép mechanikus dekodoló rendszerét, különös tekintettel annak esetleges rezonanciáira. Az „R” és az „Y” betűk kódját a 13.5. ábra mutatja. Ezen két betű valamilyen rend szerinti egymásutáni adásával (pl. RY RY RY, vagy RYRY RY... vagy RYR RYR... stb.) ellenőrzik az összeköttetés hibátlan voltát, a vevő és adó egymáshoz viszonyított gép-sebességét (machine speed).

13.1. táblázat

Sor-szám	Betű	Szám, írásjel	Start	1	2	3	4	5	Stop
1	A	—	○	○	○	○	○	○	○
2	B	?	○	○	○	○	○	○	○
3	C	—	○	○	○	○	○	○	○
4	D	kl. al.	○	○	○	○	○	○	○
5	E	3	○	○	○	○	○	○	○
6	F	—	○	○	○	○	○	○	○
7	G	—	○	○	○	○	○	○	○
8	H	—	○	○	○	○	○	○	○
9	I	8	○	○	○	○	○	○	○
10	J	Csergő	○	○	○	○	○	○	○
11	K	1	○	○	○	○	○	○	○
12	L	7	○	○	○	○	○	○	○
13	M	—	○	○	○	○	○	○	○
14	N	1	○	○	○	○	○	○	○
15	O	9	○	○	○	○	○	○	○
16	P	C	○	○	○	○	○	○	○
17	Q	1	○	○	○	○	○	○	○
18	R	4	○	○	○	○	○	○	○
19	S	—	○	○	○	○	○	○	○
20	T	5	○	○	○	○	○	○	○
21	U	7	○	○	○	○	○	○	○
22	V	—	○	○	○	○	○	○	○
23	W	2	○	○	○	○	○	○	○
24	X	—	○	○	○	○	○	○	○
25	Y	6	○	○	○	○	○	○	○
26	Z	4	○	○	○	○	○	○	○
27	Kocsiváltó	—	○	○	○	○	○	○	○
28	Soremelő	—	○	○	○	○	○	○	○
29	Betűváltó	—	○	○	○	○	○	○	○
30	Számváltó	—	○	○	○	○	○	○	○
31	Szóköz	—	○	○	○	○	○	○	○
32	(üres)	—	○	○	○	○	○	○	○



13.6. ábra. Egy lassú adás jelformája (a) és ugyanazon szöveg jelformája gyors adás esetén (b)

A 13.1. táblázatban feltüntetettük a teljes CCIT 5-ös ABC-t. A start- és stopjelekkel együtt 7 impulzusnak megfelelő helyen az üres kockák jelentik az áram megszakadását, míg az áram „folyását” a kockába helyezett karikák jelentik. Ez egyértelműen látható a start és stop-impulzusokból, mert a start mindig az áramkör megszakadását jelenti, míg a stopnál az áramkör záródik.

Az adás ritmusa a kódok időtartamára (és az elemi jel szélességére) nincs kihatással; ellentétben a morzéadás (CW) jelnek hosszúságával. A morzénál a lassú adáshoz hosszán tartott pontok és vonások tartoznak, míg egy gyors adásnál ugyanezek rövidiek. A távgepirónál 45 baudos sebesség esetén egy jel átvitele a start- és stop-impulzusokkal együtt mindig 165 msec időt vesz igénybe, függetlenül attól, hogy az operátor (keresgélve a betűket) lassan ad, vagy gyakorlatilag kézzel gyorsan. A leütések sebességének függvényében csak a kódok közötti szünet változik, amint azt a 13.6. ábra mutatja.

A távgepiró jelének spektruma

A távgepiró jelei négyzetjellekből vannak összerakva a kódok szerint. Az elemi jel 22 (valójában 22, 222...) msec-os szélességéből számítható a négyzetjellel ismétlődési frekvenciája:

$$f_1 = \frac{1}{2 \cdot T} = \frac{1}{2 \cdot 22 \text{ ms}} = 22,5 \text{ Hz.}$$

Ez a 22,5 Hz-es ismétlődési frekvenciájú négyzetjellel az R és Y betűk adásakor nagyon jó közelítéssel fel is lép. Így azt mondhatjuk, hogy a legkedvezőtlenebb esetet figyelembe véve a távgepiró jelének spektruma azonos egy 22,5 Hz ismétlődési frekvenciájú négyzetjellel spektrumával. Ez a spektrum a 13.7. ábrán látható vonalas spektrumot mutatja, amelynek diszkrét frekvenciái az alapprofencia egész számú többszörösei. Az amplitúdók a frekvenciával egyre csökkennek. Ennek érdekében, hogy a négyzetjellel jelentős torzulást ne szenvedjen, az alprék-

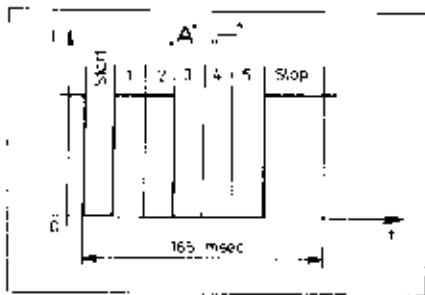
$T = 22$ msec elemi jelszélességgel és $v = 45$ baud táviratozási sebességgel dolgoznak. Ez a kétféle táviratozási sebesség (45 és 50 baud) nem jelenti azt, hogy a nálunk használatos (európai forgalomban használt) TELEX-gépek nem alkalmazhatók az amatőr forgalomban, mert a gépek sebessége néhány típusot eltekintve széles határok között szabályozható. A hajtómotor fordulatszámának megváltoztatásával a kívánt táviratozási sebesség könnyen beállítható.

A start-stop rendszer

A távgepíró készülék mind az adó, mind a vevő-oldalon mechanikus elemekkel kódolja és dekódolja a jeleket. Mivel a jelkódok egymásután következő elektromos impulzusokból állnak, ezért az adó- és a vevőrendszernek egymáshoz képest szinkronban kell lenni ahhoz, hogy a dekódolás megtörténhessen. Ez a szinkronizálás (időben való egymáshoz illesztés) minden egyes jelkód elején megtörténik azáltal, hogy a jelkód előtti impulzus – az úgynevezett *start-impulzus* – váltja ki az ellenállómás mechanikus vevőegységének indulását. A jelkód lefutásának befejeztével az ellenállómás vevőegységét le kell állítani. Erre szolgál a jelkód után következő úgynevezett *stop-impulzus*, amely a vevőt nyugalmi helyzetbe állítja és ez így alkalmazható a következő jelkód (betű, szám, írásjel, gépműködési jel) fogadására.

A start- és stopjelek alakját és az egymáshoz való időbeni elhelyezkedésüket a 13.3. ábra mutatja. Mint az ábrából látható, a start-impulzus az állandóan folyó áram megszűnését jelenti. Az áram megszűnésének pillanatában indul az ellenállómás vevőegysége. A start-impulzus szélessége azonos az elemi jel szélességével, azaz a CCIT (hivatalos) rendszerben $T = 20$ msec, míg az FCC-rendszerű amatőr forgalomban $T = 22$ msec időtartamú. A start-impulzus után következik 5 db egyenként T időtartamú impulzus, amelynek sorrendje adja az átvivendő jel karakterét. Ez az öt impulzus képezi az úgynevezett *jelkódot*, amely a lenyomott billentyűtől függően más és más alakú.

Az 5 impulzusból álló jelkód lefutása után a vevőállomás vevőegysége



13.3. ábra. Az „A” betű jelkódja a start és stop-impulzusokkal. A számváltó lenyomása után ugyancsak a kód a „következő” jelent

megkezdli a nyomtatást (kírást). A jelkód után az adóegység a stop-impulzust adja, azért, hogy a nyomtatási idő alatt a vevő dekódoló egysége nyugalmi helyzetbe kerüljön. A stop-impulzus minden esetben az áram folyásának helyreállítását jelenti, függetlenül attól, hogy a jelkód ötödik (utolsó) impulzusa alatt folyt-e áram vagy sem. A stop-impulzus szélessége eltér az elemi jel T szélességétől, amennyiben annak 1,5-szeres értékét veszi fel, azaz az amatőr forgalomban (45 baudos rendszer) időtartama 33 msec.

A start-stop rendszer írásjelként való szinkronizációját jelent az adó és a vevőállomás között és ezáltal a rendszer működése független a kezelő személy (operátor) adás-ritmusától. A betűk és a szavak között tetszőlegesen hosszú szünetek tarthatók, de a billentyűk egymást követő leütése közötti időtartam nem lehet az egy írásjelhez tartozó 7 impulzus összéidejénél rövidebb. Ez a 7 impulzus: 1 start-impulzus, 5 jelkód-impulzus és 1 stop-impulzus. A jelek eredő időtartama – 45 baudos rendszerrel tehát:

$$6 \cdot 22 + 33 = 165 \text{ msec.}$$

Ez a leütési sebesség egy közepesen gyors gépíró-sebességgel egyenértékű: 6 leütés másodpercenként. A billentyűk ennél gyorsabb leütései esetén a gép vagy hibásan ír (kódok), vagy egyáltalán nem fogadja a leütést, azaz a billentyűt nem engedő lenyomni.

A távgepíró rendszer az írásjeleket (és a gépműködési jeleket) kódolt impulzuscsoportok formájában továbbítja az adótól a vevő felé. Az impulzuscsoport – azaz a jelkód – az öt impulzus megfelelő variációjából áll. Ezek az impulzusok a start-impulzus és a stop-impulzus között helyezkednek el. Az öt impulzusból álló jelkód a benne szereplő egyes impulzusok megléte vagy hiánya szerint más-más írásjelet (vagy gépműködési jelet) takar. Az 5 lehetséges impulzus teljes variációja:

$$2^5 = 32$$

Ez azt jelenti, hogy 32 féle, egymástól eltérő alakú jelkód lehetséges. Ez a jelkód-mennyiség éppen elegendő ahhoz, hogy egy 26 betűből álló ABC és a 6 gépműködési jel kódolva továbbítható legyen. A 26 betűs ABC-nek sem magánhangzói, sem mássalhangzói között nincsenek észreveszhető változatok (pl. á, é, ő, ő, ő, ő stb.).

Mivel a 32 különféle kód kevés ahhoz, hogy a betűk és a gépműködési jeleken kívül a számoknak és az írásjeleknek is önálló „egyéni” kódjuk legyen, az írógépek működéséhez hasonlóan a távgepíróknál is megvalósították a billentyűzet kétszeres kihasználását. Az írógépeknél a betűváltó segítségével a billentyűkkel kétféle információ írható le; nagybetű (A), vagy kisbetű (a), illetve valamilyen betű és egy írásjel (pl. & ; -).

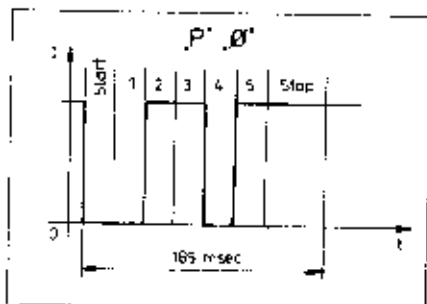
A távgepíró készülékek ennek mintájára két olyan gépműködési állapot hozható létre, hogy egyazon jelkód vagy egy adott betű, vagy egy adott számot illetve írásjelet jelent. A kódok ilyen kétszeres kihasználásával 26 betű helyett $2 \cdot 26 = 52$ egymástól eltérő információt jelentő betű, számjegy és írásjel továbbítható. Mivel emiatt írásjel átvitelére nincsen szükség, ezért vannak olyan jelkódok (billentyűk), amelyek csak egyszeresen vannak kihasználva. A gépeken az 52 lehetséges helyett csak 49 különféle betű, számot és írásjelet továbbíthatnak.

A betűk és számok (írásképek) átvételére a gépműködési jelek közül a „Betűváltó” és a „Számváltó” szolgál, amelyeknek külön billentyűje van a klaviatúrán (billentyűzet; keyboard). A betűváltó akkor kell használni, ha számok, vagy írásjelek adásáról betűk adására térünk át, míg a számváltót ellenkező esetben.

A számok adására váltott gépen két olyan információ továbbítása is lehetséges, mely nem hozza működésbe az ellenállómás gépének írószerkezetét. Az egyik ezek közül a „Csengő”. A „csengő”-vel jelölt (klänge; bell) billentyű lenyomásakor a vevőállomás gépen egy csengő szólal meg és így az operátor figyelmét fel lehet hívni valamely szövegrészre. A másik ehhez hasonló a „Ki ott?” billentyű (wer dat; call), amely az ellenállómás önműködő jeladókat hozza működésbe. A billentyű lenyomásakor az ellenállómás önműködően bejelentkezik és leadja a hívőjelét. Amatőr forgalomban ez az automatikus visszajelentkezés nem használható.

A gépműködési jelek

A betűk, számok és írásjeleken kívül az adóoldalon a vétel helyén levő vevőgépnek nem csak a nyomtató segítségét kell vezérelni, hanem egyéb műveleteit is. Ilyenek az előzőekben említett „betűváltó” és „számváltó”. A szavak között egy vagy több betűnek megfelelő üres helyet – úgynevezett szöveget (space) – kell hagyni, ilyenkor a gép továbbítja a papírt vagy szalagot, de nyomtatás nem történik. A lapraíró gépeknél – amelyek az írógépekhez hasonló formátumú nyomtatott szöveget írnak – a sorok végén a kocsi visszaváltása is szükséges, hogy a következő sor ismét a lap bal szélén



13.4. ábra. A „P” betű jelkódja. Ugyancsak a kódja a „zérus” számjegyek is

13. A távgépiró technika alapjai

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5 BK

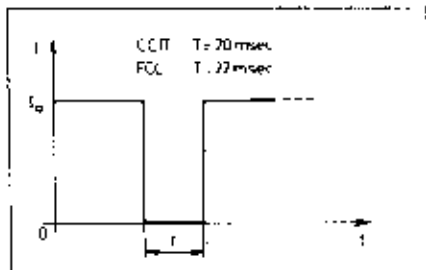
A távgépiró készülék tulajdonképpen egy olyan elektromechanikus írógép, amelynél az egyes betűk leütésekor kódolt jelesorozatok futnak ki a kibevetékés vonalra az ellenállomás felé és ott a beérkező jelkód a megfelelő betűk leütését váltja ki. Az adás és a vétel iránya megfordítható és így a két állomás között írógép-es kapcsolat jön létre. A távgépiró készülék tehát ugyanazt a szerepet tölti be, mint a mikrofon és a hallgató, de itt az átvitt információ papírra rögzítve megmarad. Rézint ez a papírra rögzítő (leíró) tulajdonság, valamint a felvevő személy kikapcsolása az átviteli láncból (tévédések) teszi a távgépirót hiteles hírközlési eszközzé. A távgépiró készülék tehát ugyanígy, mint a mikrofon, a hallgató és a morze-billentyű, *alapsávi egységét* képezi valamilyen hír-átviteli láncnak. Az alapsávi jelkódok vagy vezetéken (alapsávon), vagy transzponálással vívőfrekvencián, illetve rádióan továbbíthatók az ellenállomáshoz.

Különbséget kell tenni a géptávíró és a távgépiró szavak használatánál, mert egymástól eltérő fogalmakat takarnak. Távírónak kezdetben a Morse-távíró nevezették, mert távolból szalagra írja a morze-jeleket. Ha az adás nem közvetlenül morze-billentyűvel (vagy vibroplexszel) történik, hanem például lyukaasztott szalagról adja a gép az egyébként füllal is vehető morze-jeleket, akkor géptávíróról beszélünk, mert az adást gép végzi. A géptávíró gépesített morze-távíró.

A távgépiró olyan betűket nyomtató írógép, amely távolból működtethető. A távgépiró jelkódjai a morze-jelekhez hasonlóan hallhatóvá tehetőek, de bonyolultságuk folytán füllal nem vehetők; a kódok betűkké való átalakítása csak a távgépiró készülék vevőmechanizmusával lehetséges. A távgépirót nemzetközi meghatározással TELEEX-nek hívják.

Az amatőr távgépiró: RTTY

A 60-as években terjedt el a világon a rövidhullámú rádióamatőrök között



13.1. ábra. A távgépiró - RTTY - elemi jelének alakja szünetáramú rendszerben

a távgépiró üzemmód használata. Amint az 50-es évek az SSB elterjedésének az időszakába volt, ugyanígy a 60-as években egyre szaporodtak a távgépiró üzemmódban dolgozó amatőrállomások. A felütési idők még mindig tart és a távíró (morze; CW) és főúzó adóállomások mellett ma még kevés a távgépiró üzemmódban dolgozó amatőrök száma. Ennek elsősorban az az oka, hogy a billentyűhöz, mikrofonhoz és fejhallgatóhoz aránylag könnyű hozzájutni, de egy távgépiró készülék beszerzése már nem egyszerű feladat nemcsak Magyarországon, hanem más államokban sem. Az adóamatőrök általában a hivatalos szervek (Posta, honvédség stb.) által kicselezett, de még használható készülékekkel dolgoznak szinte a világon, mert egy új gép beszerzési ára gyakran a teljes amatőrállomás felszerelésének árával vetekszik.

Az amatőrök a távgépiró üzemmódot RTTY-üzemmódnak nevezik. Ez a négy betű a „rádió-távgépiró” angol nyelvű kifejezésének rövidítéséből adódik: Radio Tele-Typewriter - RTTY. Ezen szavakból a Radio és a Tele- közismertek, míg a Typewriter szó írógépet jelent, amelyet a köznyelvben csak „Type”-nek rövidítettek. Így az RTTY angol nyelven kifejezve: Radio Teletype (fonetikusan: rádió teletájp).

A távgépiró jel

A morze-jelek adásánál (CW-üzemmódban) megszakított dolog az, hogy a billentyűn akkor folyik át az áram, ha jelet adunk, míg az adásszünetekben nem folyik áram. A morze-billentyű ilyen kihasználását *jeláramú* üzemmódnak hívják. Ez fordul elő rendszerint az amatőr adók esetében is. Ezzel szemben a távgépiró készülékek úgynevezett *szünet-áramú* üzemi, mert a csatlakozó hálózat megszakadásának tényét az a rendszer a szakadás pillanatában azonnal érzékelni képes. A jeláramú üzennél az adásszünetben megszakadt hálózat hibája csak az adás újbóli indulásánál derül ki.

A morze-jelek pontokból és vonalakból állnak, melyek között egy pont szélességű szünetet tartanak. A betű közötti szünet három pontnak megfelelő időtartamú. Így a morze-átviteli elemi jele a pont, melynek időtartama arányos a táviratozás sebességével; lassú adáshoz hosszú időtartamú elemi jel, gyors adáshoz rövid időtartamú elemi jel tartozik.

A távgépiró - RTTY - üzemmódban csak egyetlen hosszúságú jelek (pontok) vannak és bizonyos számú jel kombinációja - azaz kódja - határozza meg az átvitt elemi információ karakterét (milyen betű vagy szám,

írásjel, vagy gépműködési jel). Az RTTY-üzem elemi jelét a 13.1. ábra mutatja. Az elemi jel szélessége határozza meg a táviratozás sebességét; minél keskenyebb, rövidebb időtartamú az elemi jel, annál nagyobb a táviratozási sebesség. A CCIT 1936. évi varsói ajánlása az elemi jel szélességét

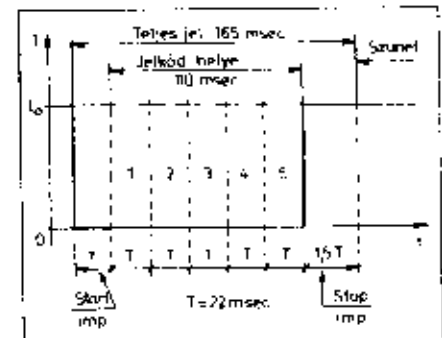
$$T = 20 \text{ msec-ban}$$

rögzítette, az európai tagállamok számára (CCIT = Comité Consultatif International Telegraphique, magyarul: Távírótechnikai Nemzetközi Tanácskozó Testület). A táviratozás sebességét az elemi jel szélességének reciprok értékével fejezzük ki, és ennek egységét a nagy francia távirótechnikus Baudot neve után *baud*-nak hívják:

$$v = \frac{1}{T} \text{ baud}$$

Így a CCIT ajánlása szerinti 20 msec szélességű elemi jellel dolgozó távgépirók $v = 50$ baud táviratozási sebességgel dolgoznak. Ezt az 50 baudos sebességet használják a hivatalos forgalomban (posta stb.). Ez a táviratozási sebesség jól alkalmazható a telefon-átviteli rendszerükhez, de bizonyos esetekben ma már lassúnak mondható. Újabb keletű távgépiró-rendszerknél és számítógépeknél alkalmazták még a 75 és a 100 baud sebességet is.

Jóllehet Európában a hivatalos távgépiró forgalomban a CCIT által ajánlott 50 baudos sebességet használják, az amatőr állomások az amerikai FCC (Federal Consultative Committee) által javasolt 45 baudos sebességgel dolgoznak, amely ott a hivatalos állomásokra is kötelező. Ennek az az oka, hogy először Amerikában terjedtek el az amatőr RTTY-adóállomások és a világ többi amatőrei tulajdonképpen csak alkalmazkodtak a meglévőhöz. Így az amatőr távgépiró állomások:



13.2. ábra. A start- és a stop-impulzusok helye a teljes jel elején és végén. A diagram „jelkód” szakasza nincs berajzolva

az igazi jó fogásol
alkonzerv-vásárlásal

szendvicsekhez, vacsora-
megtápra változatosan
a DÉLKER-alkonzervek közül

A hal egészséges, fehérjében,
izleves, ételket készíthetünk
percek alatt

Az életmódszerűzletek bőséges
választékkal várják
kedves vásárlóinkat



A T_{11} tranzisztor a helyi VFO frekvenciája segítségével ebből a magasabb frekvenciájú SSB-jelből 8,25–9,25 MHz-es jelet állít elő, melyet széles-sávú sávszűrőről vehetünk le a panel 19. pontjáról.

A 12.79. ábrán ennek a magasabb frekvenciás felkoveró egységnek a nyomtatott áramköri rajza látható.

A 12.80. ábrán láthatjuk, hogy a továbbkeveréseket hogyan valósíthatjuk meg a különböző üzemi frekvenciákra. Szembetűnik, hogy négy sáv egyetlen kristállyal kikoverhető. Ez pedig egy 6,25 MHz-es kvare, mely felharmonikus-rezgésre is igénybe van véve. A 21 MHz-es üzetre külön kristály kell. A 12.81. ábrán a különböző sávok elhelyezkedése látható a VFO skáláján. Látható, hogy a 3,5 és 14

MHz más irányba hangolható, mint a többi, de ez nem okoz különösebb kezelési nehézséget.

A felkoveró egységben BSY 34 tranzisztorokat használhatunk.

A 12.82. ábrán egy lehetséges megoldását mutatom be az üzemi frekvenciára történő keverőnek. A keverést kiegyenlített keverő végzi, a kristályfrekvencia a közösített emitterekre csatlakozik. A 8–9 MHz-es SSB-jel az 1. csatlakozási pontra kerül és az üzemi frekvencia az 5. pontból vehető le, tovább erősítve előjára.

A felharmonikus kristály-oszcillátor Buttlor-típusú. A 21 MHz-es üzemben egy 9,92 MHz alapfrekvenciájú kristály a 3. felharmonikusán rezeg. Minden tranzisztor BSY 34 típusú. Ter-

mészetesen más, hasonló határfrekvenciájú típus is jól felhasználható.

Az egyes panelek összekapcsolása a 12.83. ábrán látható. Egy EL 83 erősítősövet alkalmazva 150–200 W-os vőgök is meghajtható vele.

Tekeresadatok az egyszerű SSB generátorhoz:

L_1 : 210 menet, $A_L = 100$ $3 \times 0,05$ litze, leágazás közepén.

L_2 : 280 menet, $A_L = 100$ 0,15 CuZ

L_3 : 60 menet, $A_L = 100$ 0,15 CuZ

(J. mellett)

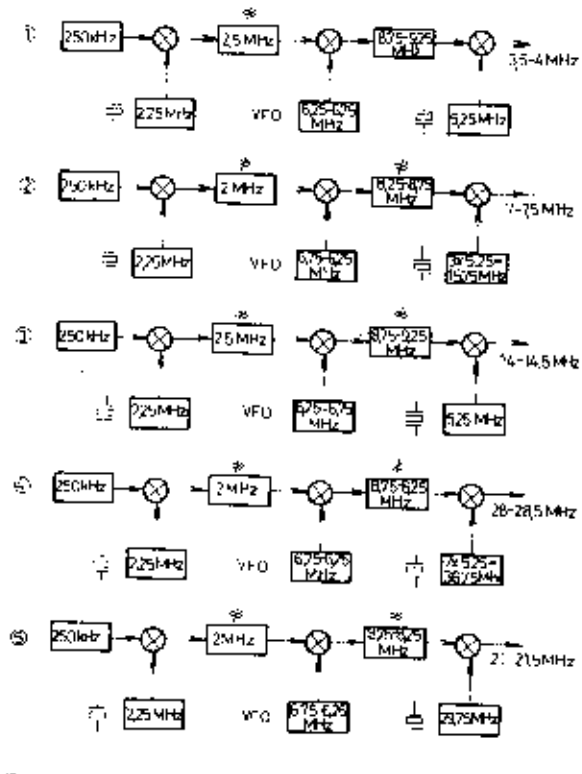
L_4 : 240 menet $A_L = 100$ 0,15 CuZ

L_5 : 110 menet N50 4×10 vas,

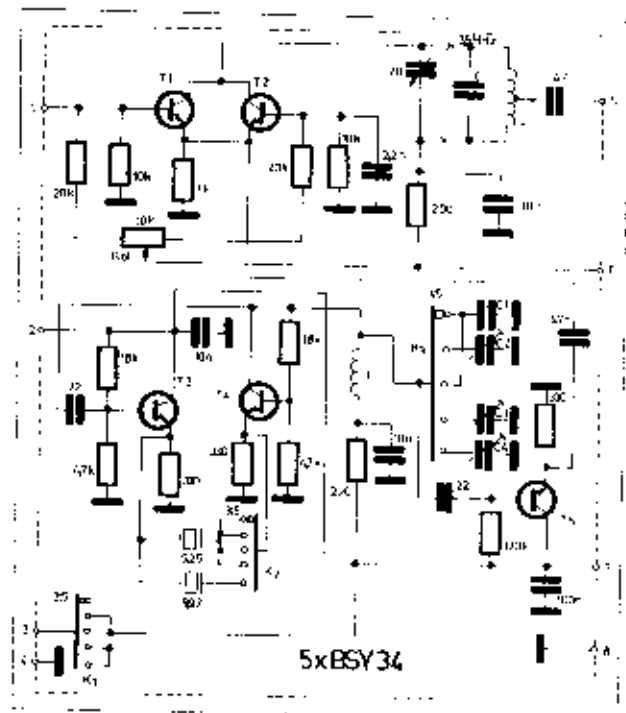
$10 \times 0,05$ litze

$L_{6,7}$: 42 menet N 20 4×10 vas, 0,2 CuZ

$L_{8,9}$: 22 menet N 20 4×10 vas, 0,3 CuZ



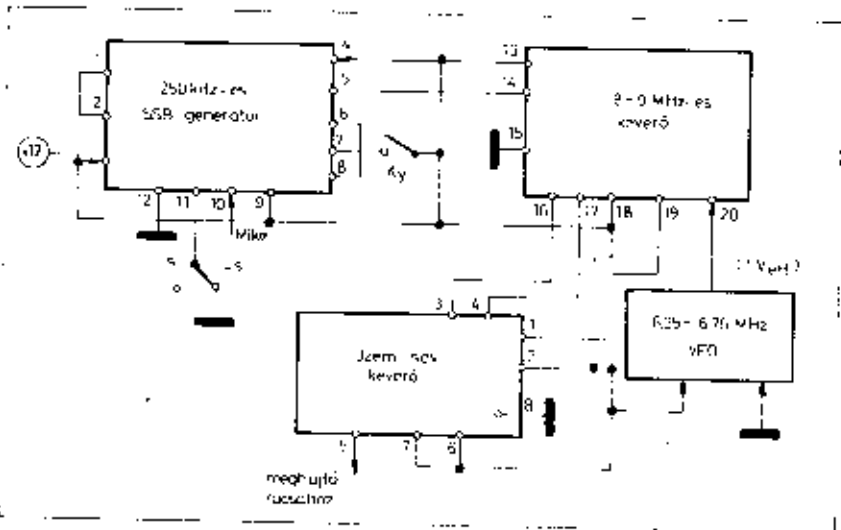
12.80. ábra. Az üzemi frekvencia kiképzése



12.82. ábra. Üzemi frekvenciára keverő egység rajza

	6,25	6,36	6,45	6,56	6,65	6,75
VFO skála	1	3,6	37	38	48	6
	14	14,1	14,2	14,3	14,4	14,5
	15	24	73	72	71	7
	215	214	213	212	211	2*
	285	284	283	282	281	26

12.81. ábra. A VFO skálája



moson találunk két trimmert. Az alacsonyabb frekvenciás trimmer mindig kisebb kapacitású. Így állítsuk be őket, hogy nagy oldalmeredekség legyen, de ugyanakkor a zárósvi csillapítás is még elég nagy legyen.

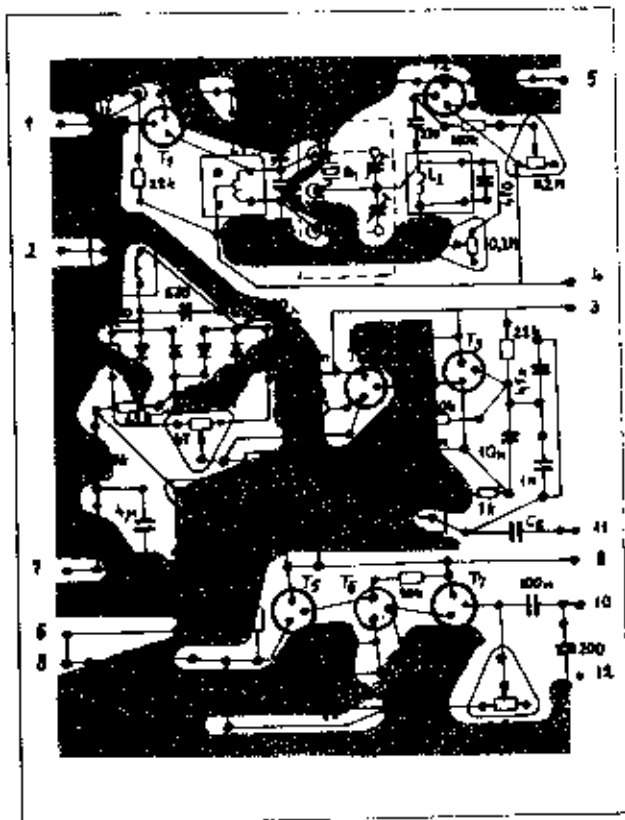
A hangfrekvenciás jel erősítését háromfokozatú erősítő végzi. A kapcsolás 6. és 8. pontjait összekötve a balansz-modulátorra hangfrekvencia körül. A mikrofon a 10. pontra csatlakoztatható. A hangfrekvenciás erősítő nagy impedanciás bemenettel rendelkezik, így kristálymikrofon használatára is alkalmas.

A 12.77. ábra az alappgenerátor elrendozését mutatja, az alkatrészek oldal felől nézve. A 250 kHz-es SSB jel az 5. kivezetésről vehető le.

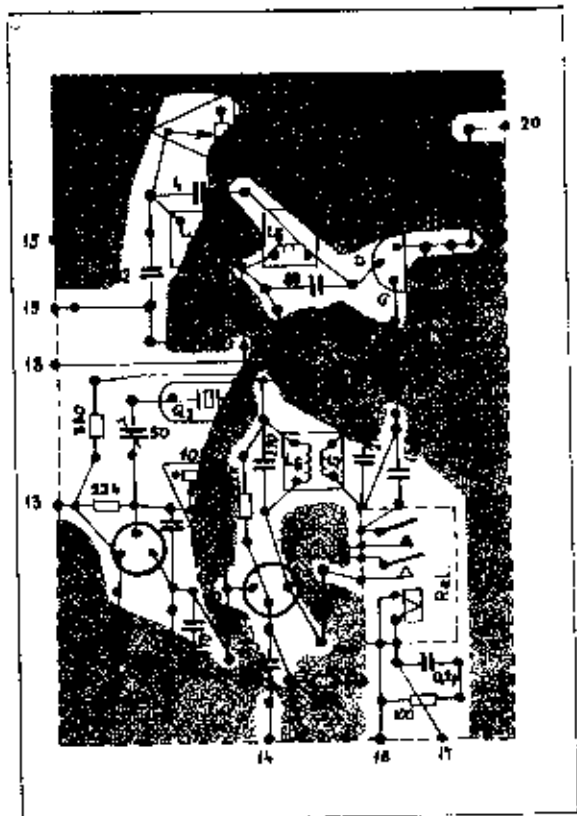
A vívő frekvenciáját úgy állítsuk be, hogy mind az alsó, mind a felső oldalsávos üzembn az átviteli görbe -20 dB-es pontjára essen. A kapcsolásban alkalmazott tranzisztorok mind BFY 33 típusúak.

A 12.78. ábrán a másik panel kapcsolási rajza látható, ez a 8,25 - 9,25 MHz-ra felkeverő egység. A 14. pontra vezetjük az előző panel 5. pontjáról az SSB-jelét. A T₁ tranzisztor a helyi 2,25 MHz-es kristály-oscillátor jelével ebből 2,5 MHz, illetve 2 MHz transzponált frekvenciát állít elő. A két frekvencia kiszűrése az L₁ - L₂ tekercsekkel álló sávszűrővel történik. A 16. és 17. pontokra adott külső feszültséggel működtetett relé gondoskodik arról, hogy a sávszűrő kimenetén - a pillanatnyi kívánásának megfelelően - 2 vagy 2,5 MHz jelenjen meg.

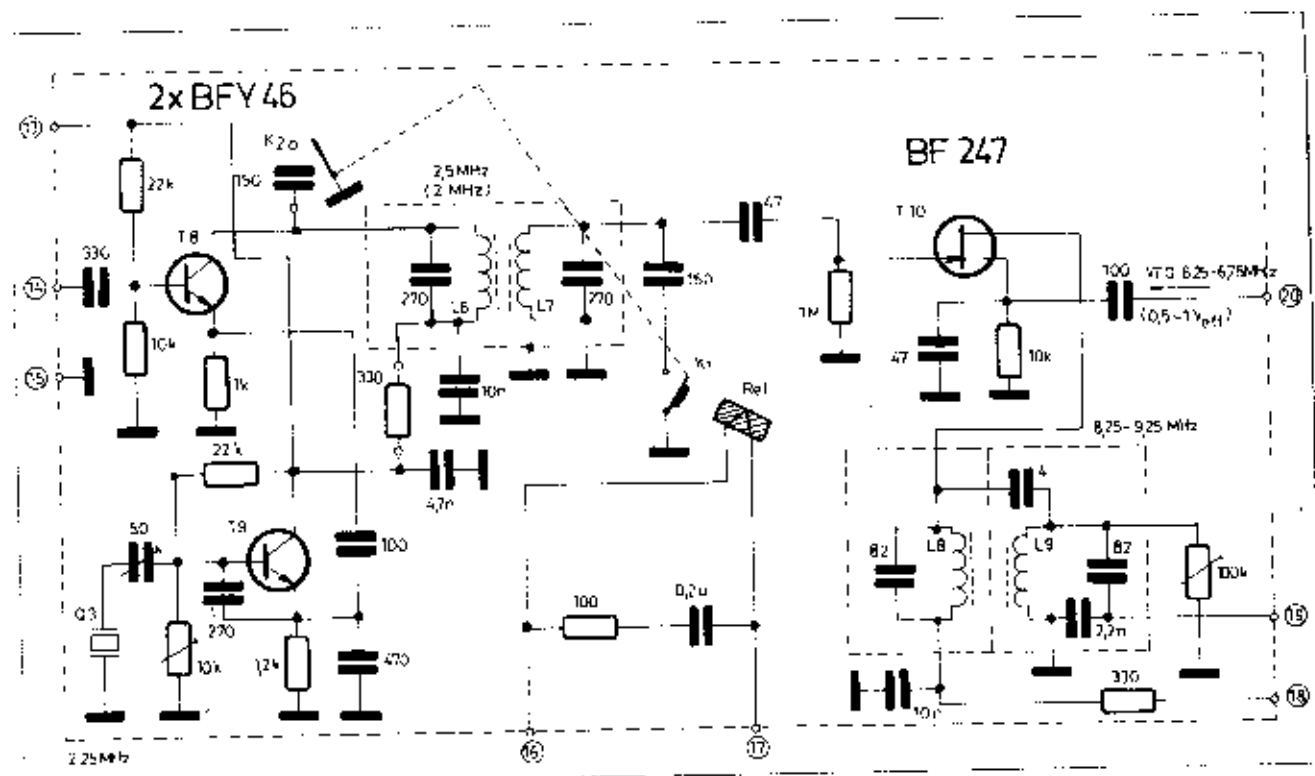
12.83. ábra. A különböző egységek összekapcsolása



12.77. ábra. 250 kHz-es SSB-generátor elrendezési rajza



12.79. ábra. A magasabb frekvenciájú keverő elrendezése



12.78. ábra. A magasabb frekvenciájú keverő rajza

Egyszerű kristálysűrős SSB-generátor

Hidvégi Tibor okl. vill. mérnök HA 5 BB

Az egyoldalsávú jel előállításának legegyszerűbb módja, ha az elnyomott vivőjű, kétoldalsávú jelet balanszmodulátorban állítjuk elő, majd ebből szűrő segítségével választjuk ki a megfelelő oldalsávot.

Sűrűként nagy stabilitású kvarcsűrők váltak be a legjobban. Ismeretesek a 9 MHz-es kristálysűrővel megépített változatok, de ezek mindegyike feltételezi, hogy ilyen szűrőt be tudunk szerezni, ami pillanatnyilag elég nehéz. Sokan úgy szeretnék magukon segíteni, hogy LC-sűrővel próbálkoznak, alacsonyabb frekvencián. Ez nagyon kevés esetben hozza meg a kívánt eredményt: idővel az eredetileg behangolt körök elhangulónak, sok a parazita frekvencia a sugárzásban stb. Vannak, akik megpróbálkoznak magasabb frekvencián (8-9 MHz-on) bézi készítésű szűrővel. Minél magasabb az üzemi frekvencia, annál nehezebb nagy oldalmerekségsű szűrőket házilag elkészíteni, beállítani.

Van azonban még egy - aránylag

jól járható - út: alacsonyfrekvenciás kristálysűrő készítése és az alacsonyfrekvenciás SSB-jel felkoverése 9 MHz-re, majd ezt kristályfrekvenciákkal keverve megkapjuk az üzemi frekvenciát. Még mindig sok „hadi” kristály hever az amatőr fiókokban, ezekből elfogadható szűrőt lehet készíteni.

Jelen leírásban egy 250/251,8 kHz-es Telefunken kettős kristályt használtam fel, melyet a régi katonai vevőkben használtak. Ezen az alacsony frekvencián nagy oldalmerekség érhető el már két kristály használatával is és kielégítő minőségű generátor készíthető.

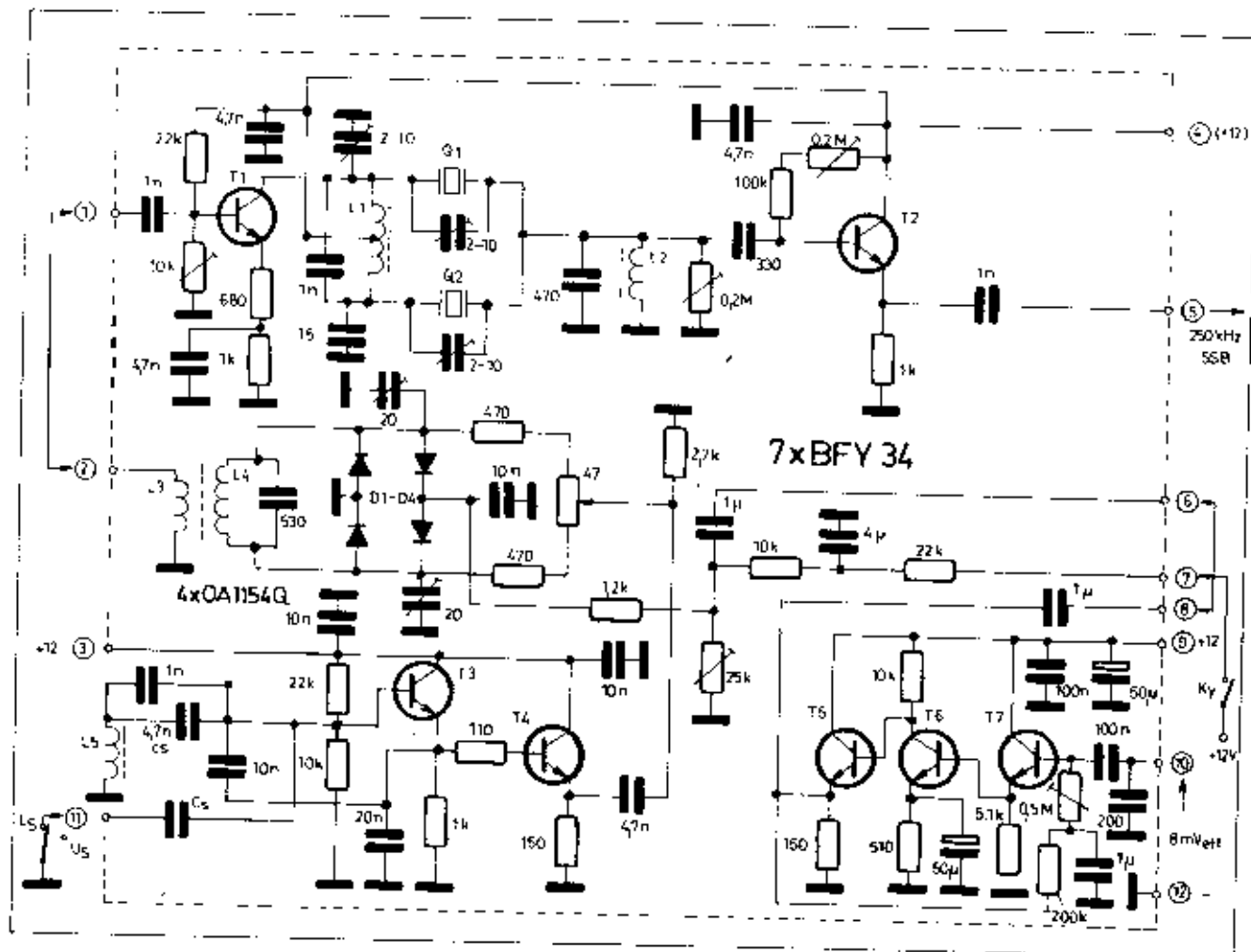
Természetesen nem várhatunk olyan minőséget tőle, mint az XF9B-661, de sokkal jobb lesz az adás minőségű, mintha LC-sűrőt használnánk.

A 12.76 ábrán a generátor egyik paneljének kapcsolási rajza látható. A $T_1 - T_4$ tranzisztorokból álló 250 kHz-es vivő-oszcillátor öngörjesztett típusú, az L_4 tekercs mélyséjt kiképzésű $10 \times 0,05$ litó huzalból. Az oszcillátor

Colpits-rendszerű és a C_5 kondenzátor földre kötésével (11. kivezetési pont) a frekvenciája alacsonyabb értékűre áll be, a felső oldalsávú üzemnek megfelelően.

A modulátor a szokásos négydiódás kivitelű, táviró adásra is kiképzett megoldásban. Táviró adásnál a 7. kivezetési pontra + feszültség kerül a billentyűn keresztül. A kimenő $L_5 - L_6$ tekercsek menetszám-aránya 4:1 és fazéknagyon nyertek elhelyezést. A 2-jelzésű pontról a DSR-jelet az 1. pont-ra vezetjük, ahol a T_1 tranzisztor ezt felerősítve a kristálysűrőre adja. A kristálysűrő szimmetrizáló transzformátóra szintén fazéknagyon készült. Az L_7 tekercs az átviteli sáv közepére hangolt rezgőkör inductivitása. Az átviteli karakterisztika beállításánál ezt a rezgőkört a 0,2 Mohm-es trimmerpotenciométer állításával le kell terhelni, hogy az átviteli görbe tetőjén ne kapjunk behorpadást. A T_4 olvászató szerepet tölt be.

A szűrő két kristályval párhuzam-



12.76. ábra. A 250 kHz-es SSB-generátor kapcsolási rajza

nak és ezek visszahatnak az előző fokozatokra a földelési pontokon keresztül. Nem egy teljesen használhatatlannak és neutralizálhatatlannak mondott végfokozatnál ez a baj. Míg a kóbor földáramokat nem szüntetjük meg, ne is reménykedjünk abban, hogy a végerősítő jól fog működni!

A 12.74. ábrán feltüntettem, hogy mi a helyes földelési mód. Először is a két antennaköri forgót szigetelten kell felszerelni, szigetelt tengelytoldóval ellátni. Az antennakivezetés csatlakozója szintén szigetelten szerelendő fel, majd a forgók állórezszével összekötve a csatlakozó „hideg” pontját, lekötjük a közös földpontra. Ugyanígy kötéendő rövid, kis induktivitást képviselő vezetékkel a véges katódja, valamint a segédáram hűdegítő kapacitás és a szupresszor. A cső rúcskőre külön földpontot kap. Ide kötéendő a meghajtóeső anódköri hűdegpontok is. A tápfeszültségek fojtótekereses szű-

rést kaptak, hogy ezen az úton se szökhesen el a nagyfrekvencia.

Az előzőekben említettem, hogy a keveréseket kis szinten végezzük és inkább erősítjük a kevert jelet. Az arányilag nagy erősítés azt eredményezi, hogy a berendezés kényes lesz arra, hogy a végfok felől mennyi szórt nagyfrekvencia jut vissza a megelőző fokozatokra. Kínos gonddal ügyeljünk arra, hogy az utolsó keverőre, meghajtóra ne legyen visszahatás, mert ilyen esetekben teljesen használhatatlanná, gerjedékennyé válik berendezésünk. Még egy kényes pont; a balansz-modulátor. Ha ide nagyfrekvencia jut vissza, szintén gerjedés keletkezik. Különösen ügyeljünk arra, hogy a billentyűző feszültség vonalán ne jusson nagyfrekvencia kerülő úton a modulátorba (akkor, amikor a távíró üzemmódban a kiegyenlített modulátor egyenáramú külső feszültséggel szüntetjük meg.

Kellemetlen jelenséget okozhat, ha a véges katódkörből jut vissza nagyfrekvencia a megelőző fokozatokra. A 12.75. ábra mutatja, hogy a véges katód-induktivitás miatt nagyfrekvencia jelenhet meg a fűtőszálon. Sokszor segít, ha közvetlen a csőnél fűtőköri hűdegítést alkalmazunk, de biztosabb, ha az ábra szerint bifiláris fojtóval akadályozzuk meg a nagyfrekvencia továbbjutását. Néhány gyári berendezésben láthatunk erre példát (HW 16).

A neutralizálás technikájára számos szakirodalomban találhatunk útmutatást. Addig azonban, míg az itt elmondottak szerint nem vizsgáltuk felül a végfokozatot, ne is kezdjünk hozzá a neutralizálás végrehajtásához! *Ez a művelet csak a cső anódrács-kapacitása okozta visszahatás kiküszöbölésére szolgál és nem arra, hogy egy helytelenül szerelt, gerjedésekkel küszködő végfokozatot helyrehozzunk vele!*



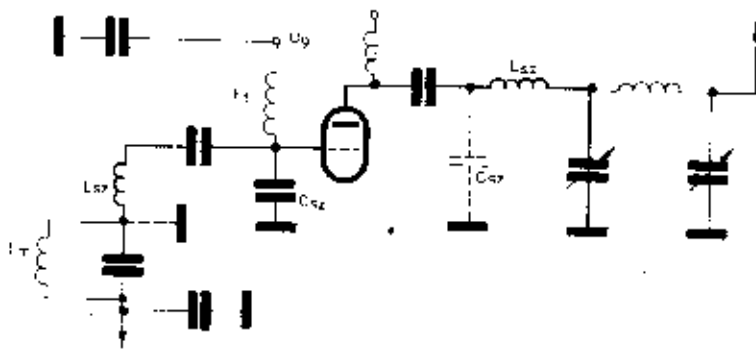
kocsija szépségápolója:

AUTONET

1657 BUDAPEST XVII., CINKOTAI U. 26.

TELEFON: 480-900 TELEX: 22-4043

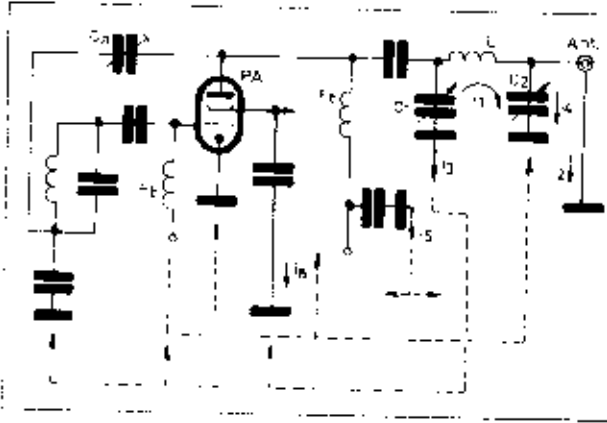




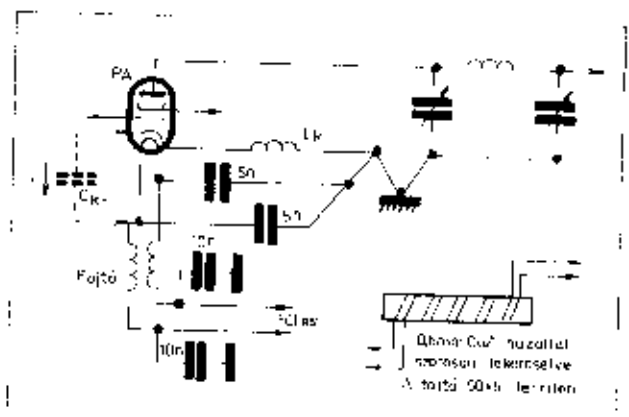
12.72. ábra. Gerjedés magas frekvencián. A közelített ködfénycső lilán világit

A gerjedés úgy szüntethető meg, hogy a két fojtó értékét különböző nagyságúra választjuk meg – így a két kör rezonancia-frekvenciája távol esik egymástól –, ezenkívül soros ellenállásokkal a fojtókból alkotott rezgőkör jóságát lerontjuk. A soros ellenállás nagysága a rácskörben 1–5 kohm, az anódkörben 20–200 ohm. Legtöbbször elegendő, ha a rácskör jóságát rontjuk le.

A 12.72. ábrán ultrafrekvenciás gerjedés kialakulását láthatjuk. A végfokozat rácsának, valamint anódjának hozzávetési inuktivitásai, valamint a cső belső kapacitása a szórt kapacitásokkal együtt üzemi frekvenciánál nagyobb gerjedést okozhat, melyet a ködfénylampa lilás fényel



12.73. ábra. A végfokozat földelési áramai. Helytelen földelésekkel neutralizálhatatlan végfokozat kapunk



12.75. ábra. Visszatűrés kiküszöbölése fűtőküri fojtóval

pontok közt 300 ohm impedancia engedhető meg. Ha a sugárzó átmérője nem nagyobb, mint 3 mm, akkor ez a feltétel teljesíthető.

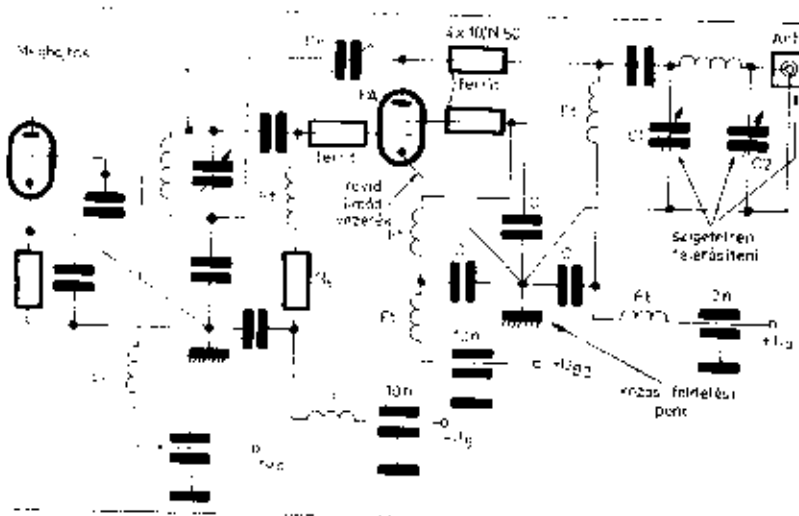
ezek okozta bugerjedést. Jellemzője, hogy az üzemi frekvenciánál alacsonyabb ez a rezgés, mely a ködfénylampát halvány vörös színnel világitja.

8. Parazita gerjedés a végfokban, neutralizáció

A végfokozat parazita rezgései közül első helyen említhetjük a fojtóteker-

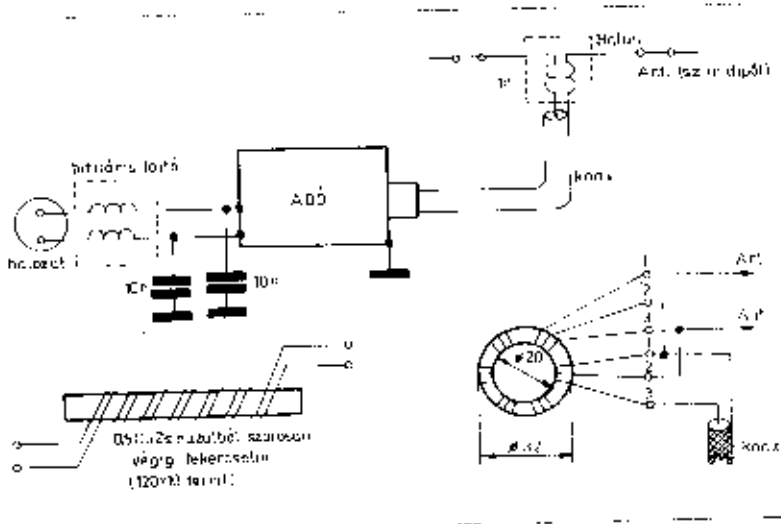
A gerjedés oka a közel azonos frekvenciára hangolt rezgőkör a végcső rács és anódkörében. A 12.71. ábrán láthatjuk, hogy a gerjedés frekvenciáját a cső belső kapacitásain kívül a szóráslési kapacitások is befolyásolják.

jelez. Segíthetünk a bujon, ha gondoskodunk arról, hogy az L_{sz} szóráslési inuktivitások jósága nagyon alacsony legyen, ezenkívül ezek minél kisebbek legyenek. Első tehát, hogy minél rövidebb vezetéseket alkalmazunk. Az anód, valamint a rácsok vezetékjeire közvetlen a csőnél ferritgyűrűket húzunk. A ferritgyűrűk magas frekvencián már nagy veszteséget visznek be a kivezetések inuktivitásaihoz, így a jósági tényező erősen leromlik, következmény a gerjedési veszély megszűnése. Ugyanezt a célt szolgálta a régebben alkalmazott 100–200 ohmos ellenállással párhuzamosan kötött néhány menetes tekercs beiktatása a kényes pontoknál. Minél magasabb frekvencia haladt át ezen a párhuzamos körön, annál jobban érvényesült az ohmos ellenállás – mivel az inuktív ellenállás növekedett –, tehát igen nagy frekvenciákon gerjedést gátló hatása volt. Relátható, hogy nem célszerű magas határfrekvenciájú ferritet használni e célra.



12.74. ábra. A helyes földelések a végfokozatnál

Nagyon kellemetlen jelenséget okoz, ha a végfokozat anódköréből vagy segédrácsáról nagyfrekvenciájú juttatás a vezérlőrácsra, vagy a meghajtott fokozat rácsára. A 12.73. ábrán egy szokásos végfokozatot ábrázoltam azzal a feltétellezzel, hogy minden földelési pont máshova van kötve a fémvázon. A különböző nagyfrekvenciás áramok a fémvázon köbör áramokat alkot-



12.68. ábra. Antenna-szimmetrizáló és a hálózat szűrése

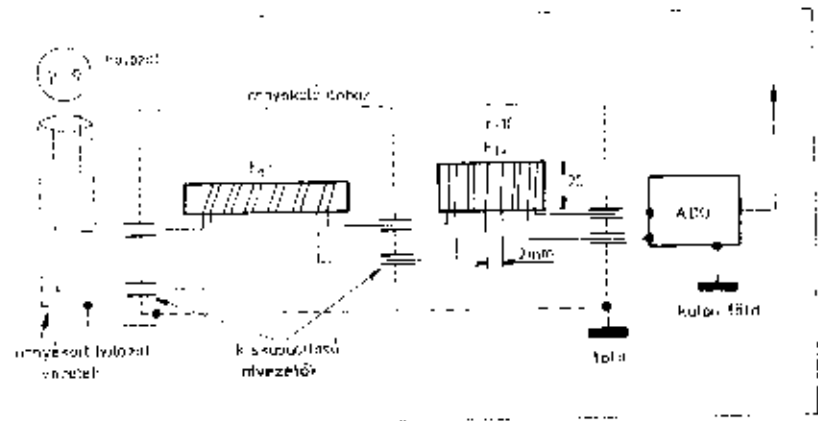
ba, vízmentes kivitelben szereljük fel.

A 12.69. ábra hatásosabb hálózati szűrést mutat. A magasabb frekvenciákra külön fojtótekercset használunk. Az Ft, adatai egyeznek a 12.68. ábra adataival. Induktivitása nagy toleranciára állítható be, így csak ferrit méretét és a feltekerésesülő huzal méreteit adom meg. A másik fojtó légmagos kivitelű, lézagos tekercseléssel. Nem szabad megfeledkezni arról sem, hogy árnyékolást kivitelű hálózati kábelt alkalmazunk és az árnyékolást a közös földpontra kössük.

A 12.70. ábrán egy harmadában táplált windom látható a szükséges zavarmentes kivitelben. Koaxiális kábellel táplálhatjuk ezt a négysávos antennát anélkül, hogy zavarokat okozna. Hosszabb ugyan, mint a felkapott W 3 DZZ típus, de az elmaradó rezgőkörök fölébe helyezik ezt az an-

sugárzóvá. Ha az adókészülék föléli vezetékje hosszú, akkor a 12.67. ábra tanúsága szerint ez is állóhullámok alakulnak ki. Még jól méretezett antenna esetében is igen nagy a veszély annak, hogy a nagyfrekvencia inkább a sánt-utakat, jelen esetben a hálózatot választja és így nagy zavarokat okoz. Az ábrán feltüntettem, hogy ilyen esetben maga az adókészülék fémváza is sugározhat – „óg” rajta a glimmlámpa, és az antenna csak az energia egy részét tudja a térbe hasznosan továbbítani.

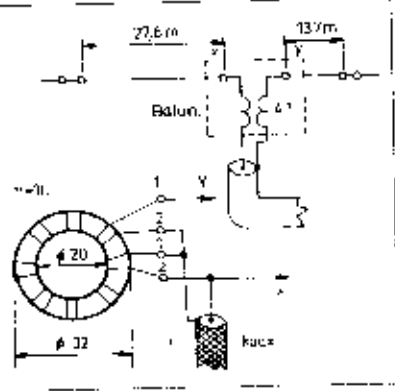
A leghízbosabb módja az ilyen jellegű zavarok elkerülésének, ha szimmetrikus antennát használunk, ugyanakkor minél rövidebb úton, jól földeléssel lássuk el az adókészüléket. Táplálásra koaxiális vezetékkel választhatunk, mely tudvalevő, hogy aszimmetrikus. Az ilyen rendszer megint zavarforrás lehet, ha nem gondoskodunk a 12.68. ábra szerint az antennánál szimmetrizáló balunról, ugyanakkor az adókészülék hálózati táplálásához kétfős fojtót alkalmazunk. Így az esetleg a hálózat irányába folyó nagyfrekvencia útját álljuk. A balunt leggyorszerűbben



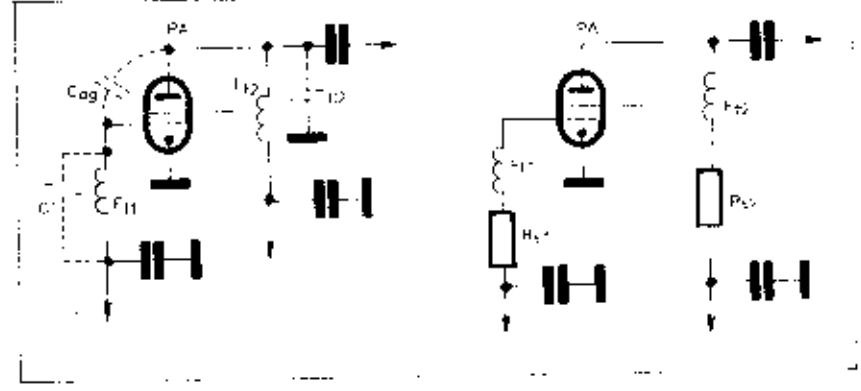
12.69. ábra. A hálózat védelme a nagyfrekvenciától

toroid vasra készíthetjük „trifiláris”, tehát három huzalt egymás mellé fektetve tekercselve megoldással. A tekercsek kezdetét és végét az ábra szerint kössük össze. A hálózati fojtót külön fémháza helyezzük el, ezt földeljük a közös földpontra. Az antennánál a szimmetrizáló tagot műanyag doboz-

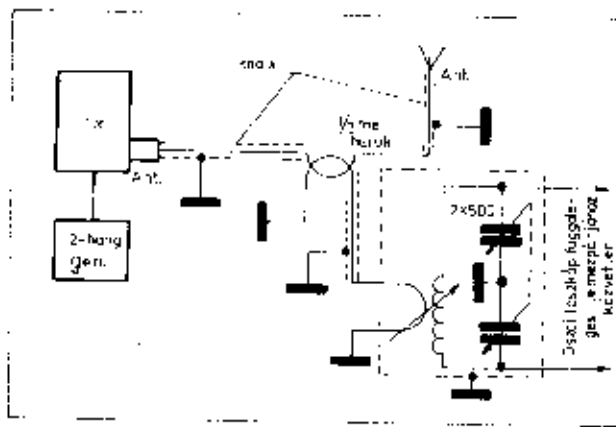
zatotípust. Ugyanakkor 40 méteron a sugárzási karakterisztikája is jobban alakul, mint az említett antennának. Mivel itt 4:1 transzformációt kell végrehajtani, a ferritgyűrűt bifilárisan tekercseljük és az ábra szerint kötjük be a tekercsvégeket. Ha 75 ohmos kábelünk van, akkor az N Y



12.70. ábra. Négysávos antenna szimmetrizáló transzformátorral



12.71. ábra. Gerjedés alacsony frekvencián. A közelített ködfényező vörösen világít



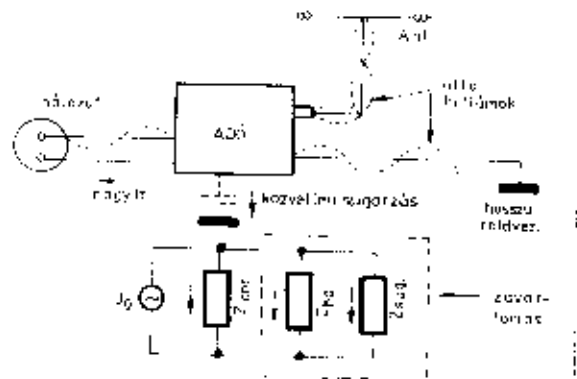
12.64. ábra. Az adó vizsgálata kéthang-generátorral, oszcilloszkóp segítségével

A kimerő jel vizsgálatánál jó, ha a 12.64. ábra szerinti elrendezésben készítettünk egy oszcilloszkóp-adaptert. Ennek csupán az a feladata, hogy az antenára jutó nagyfrekvenciát magasabb feszültségre transzformálja és egyben a függőleges lemezpárra szimmetrikus feszültséget biztosítson. Az alkalmazott tekercs az üzemi frekvencia szerint választandó meg. Külön árnyékoló dobozba kell elhelyezni a forgókondenzátort a tekercssel. Koaxiális kábel csatlakozik az antenaburokhoz.

A végfokozat beállítása műantennával történik. Helyes beállítás esetén meghatározott arány áll fenn a meghajtó és az anódon jelentkező nagyfrekvenciás feszültség közt. A 12.65. ábrán egyszerű beállítási-indikátort láthatunk két változatban. Ha a végfokot az előzőekben ismertetett módon, oszcilloszkóppal beállítottuk, hogy az

kis torzítású üzemel, az ábrán látható indikátor P potenciométerével a műszert középpályába állítjuk. Az alkalmazott műszer is középpályás típus. Újabb beállításnál már csak az indikátort kell figyelni és az antennacsatolást úgy állítjuk be, ahogyan a meghajtó feszültség esetén, hogy a műszert középpályában legyen. A 12.66. ábrán látható indikátor az antenna feszültségét hasonlítja össze a meghajtó feszültséggel. Ennél jobb megoldás az előbbi, mert az antenna tápvezetőkénak kisebb eltérése, reflexiók már hirtelen beállítást eredményezhetnek. Előnye, hogy kisebb feszültséget kell az erősítő kimenetén leosztani.

Még egy fontos dologról meg kell emlékezni. Hiába állítjuk be az adókészülék fokozatát a lehető legkisebb torzításra, ha a mikrofonra nagyon közelről beszélünk rá. Ez főként vox-üzemben szokott előfordulni, amikor

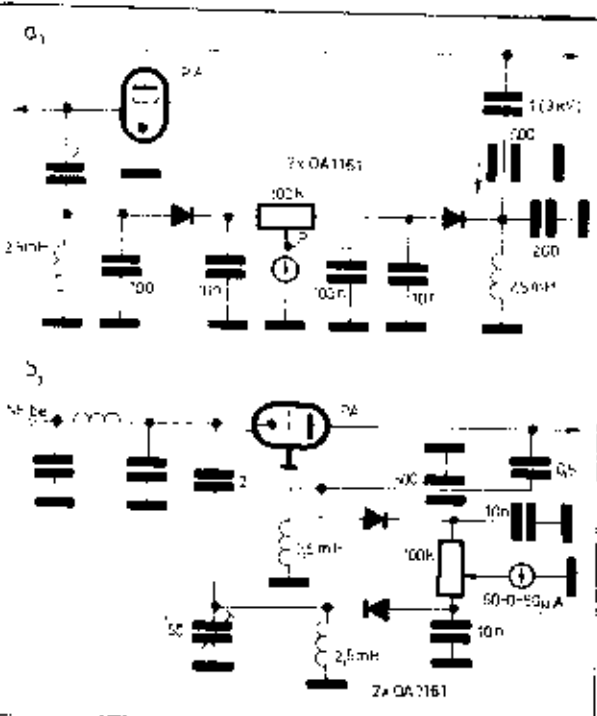


12.67. ábra. Nagyfrekvencia a hálózaton

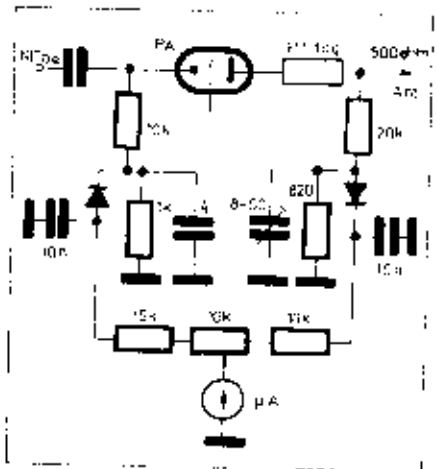
az állomás kezelője hangszóróval vesz és annak érdekében, hogy ne kapcsoljon be a készülék a hangszóró hangjától, visszaveszi a mikrofonerősítő erősítését. Középről beszélve a mikrofonra, az „f”, „p” hangok kellően nagy amplitúdóval jelennek meg, mivel a közel levő membránt nagyobb légáramlás éri. Ezekenél a hangoknál kellően túlzóerítés keltezhető és az eredmény, nagyon nehezen érthető a szó lesz. Nem egy – egyébként kifogástalanul beállított, gyári – berendezés hangja lesz rossz ilyen egyszerű kezelési hiba folytán.

7. Nagyfrekvencia a hálózaton

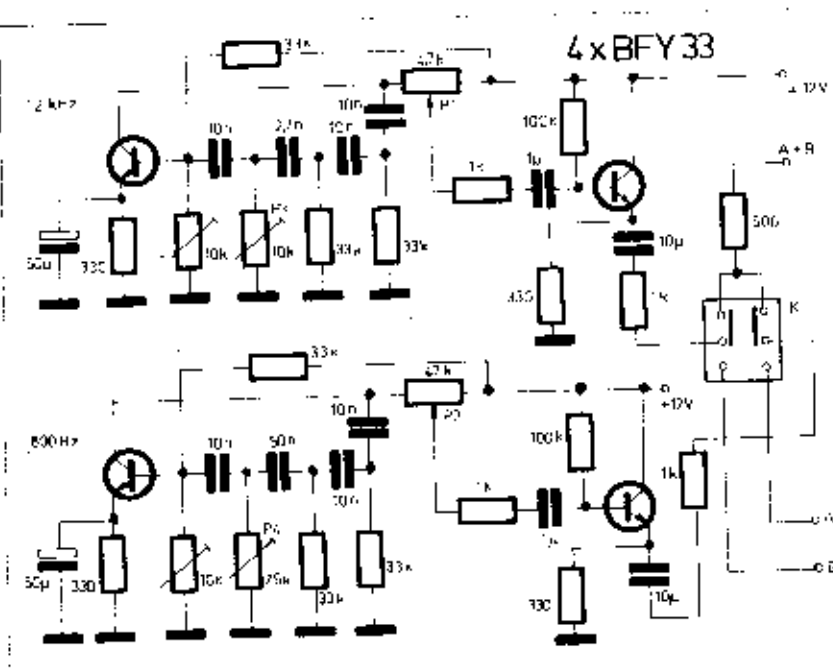
Kellemetlen zavarokat okozhat a környezetben, ha a nagyfrekvencia egy része a hálózatba kerül. Ennek egyik fő oka a helytelenül méretezett antennában keresztendő. Ha az adókészülékhez aszimmetrikus antennát használunk, – mint pl. a régen felkapott „cx. Hertz” – akkor nagyon könnyen viúk a hálózati vezeték is



12.65. ábra. Linearitást mutató indikátor földelt katódú és földelt riaszú vég-erősítéskénél



12.66. ábra. Antennafeszültség és meghajtó feszültség összehasonlításán alapuló lineáris indikátor



12.62. ábra. Kéthang-generátor

előző fokozatokra minél kevesebb jusson vissza a végfok jeléből. Ha ezt nem küszöböljük ki, akkor hiába akarjuk kineutralizálni végfokunkat, ez soha nem fog sikerülni. Mind a hangfrekvenciás fokozat tápfeszültségét, mind a többi, utána következő nagyfrekvenciás erősítést galvanikusan, fajtótekercs-kapacitás komplexummal választjuk el, hogy ezen az úton se jusson egyik fokozatból a másikba vissza a nagyfrekvencia. Ez az egyetlen útja annak, hogy sikeresen végezzük munkánkat.

6. Az erősítő fokozatok torzításmentes üzeme

A parazita termékek tárgyalásánál megállapítottuk, hogy jó, ha az egyes oszcillátorok és a keverők kis szinten üzemelnek. A kisintézi jelet azonban erősíteni kell. Az erősítésnél ismét két veszéllyel kell számolnunk: túlhatási torzításai, alulfrekvenciás vagy parazita gerjedéssel. Mindezekhez járul még az erősítő elemei karakterisztikájából eredő nemlineáris torzításai termékek halmozása.

Az első veszély igen kis szintű jelekkel biztosítható. Másik módszer, ha az erősítőben negatív visszacsatolást alkalmazunk, pl. egy tranzisztoros emittor körben átlökkelatlan ellenállás van. Ezzel a túlzásérítés veszélye csökken, de ugyanakkor kisméretűben nagyobb szintet igényel, vagy több fokozatú erősítést kell alkalmazni.

A gerjedési veszély csökkentése érdekében egy fokozattal csak kis erősítést végezzünk, ugyanakkor a tranzisztorok meghajtása kis impedanciával történjen. Jó módszer, ha az erősítőt meghajtó fokozat rezgőkörre

kapacitív osztóval illeszkedik a tranzisztoros erősítő bemenetéhez. A nagy értékű báziskapacitás csökkentés a gerjedési hajlamot. A parazita gerjedés megszüntetésére használjuk az előzőekben említett soros ellenállásokat, vagy ferritgyöngyöket.

Mivel a nemlineáris félvezető-karakteristikák miatt torzításokkal, parazita melléktermékekkel kell számolnunk, igyekezzünk az erősítő elemek karakterisztikájának minél kisebb, közel lineáris szakaszát felhasználni. Nos, ebből a szempontból is kedvező a kisintézi vezérlés. Nagyszintű kivezélés már görbült szakaszt vesz igénybe.

Ha meghajtóként csövet használunk, torzítást okozhat a helytelen munkaponton kívül az anódköri rezgőkör nagy L-C viszonya is. A kapacitászegény rezgőkört az utána következő végerősítő fokozat bemenőkapacitásváltozása erősebben befolyásolja, mint nagyobb rezgőköri kapacitás alkalmazása esetén. Nagykapacitású rezgőkör viszont nagyobb teljesítményt igényel a meghajtócső részéről.

A végerősítő torzításairól már több helyen olvashattunk, így erről a helyen nem írok.

A berendezés torzításmentes működésének ellenőrzéséhez, illetve a helyes beállításhoz elengedhetetlen egy „2-hangú” hangfrekvenciás generátor és egy oszcilloszkóp.

A hangfrekvenciás oszcillátor kapcsolása a 12.62. ábrán látható. Két fázistoló RC-generátor lényegében, az egyik 800 Hz-es, a másik pedig 1,2 kHz-es frekvenciával. A berendezés a rezgéseltöltő tranzisztorok bázisában levő 10 kohms potenciométerrel állítható be, a frekvencia finom szabályozása pedig a P₁ és P₂ segítségével történik. A hangfrekvencia mindkét

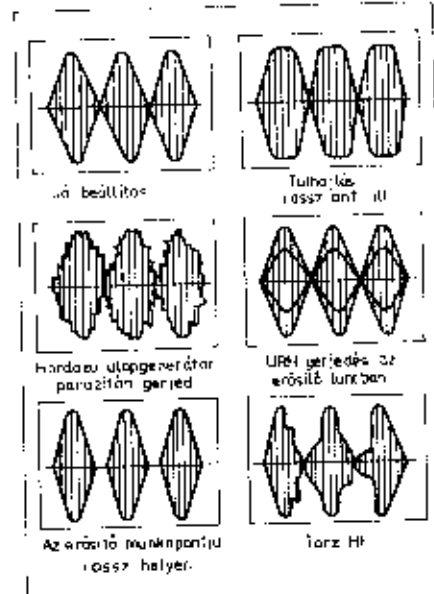
oszcillátorból emittorkövetően át jut a kimenő káposokra, illetve a K kapcsolóra. A P₁ és P₂ segítőággal állíthatjuk be a két kimenő hangfrekvencia szintjét azonos nagyságra. A K kapcsoló egyik állásában a két hangfrekvencia az A és B káposokra kerül kb. 1 kohm belső ellenállással. A kapcsoló másik állásában a két hangfrekvenciás jel összeadódik írá az „A + B” káposokon együttesen jelenik meg.

A kapcsolás egyszerűsége miatt, azt hiszem, külön nem szükséges a működés ismertetése, és az elrendezés felépítése sem kritikus.

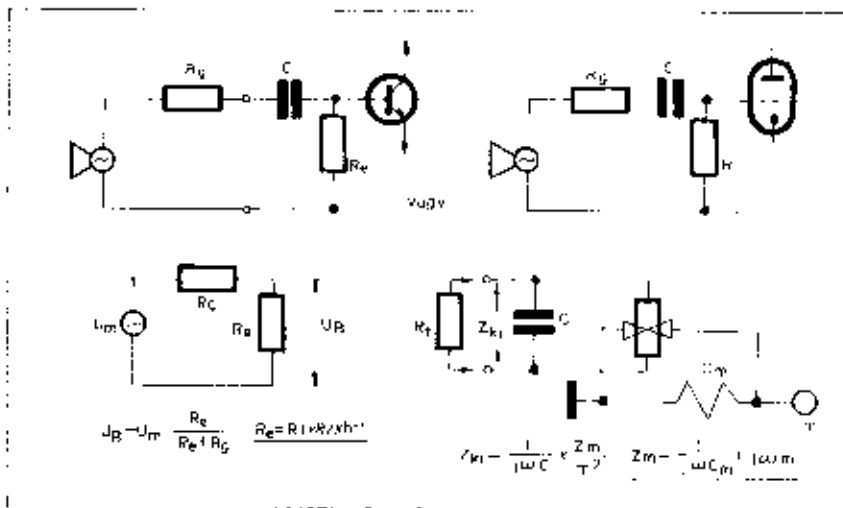
Az elkészült berendezés torzításvizsgálatát először a hangfrekvenciás erősítő, mikrofonerősítő vizsgálatóval kezdjük. Ekkor a hangfrekvenciás generátorunk kapcsolóját úgy állítjuk, hogy az 1,2 kHz-es hangfrekvencia külön levhető legyen. A P₁ segítőággal olyan kis szintet állítunk be, amely megfelel a mikrofonbemenetnek (jó, ha a kimeneten 1:100 osztót alkalmazunk, mert így finomabban beállítható a kívánt hangfrekvenciás feszültség), aztán oszcilloszkóppal vizsgáljuk a hangfrekvenciás erősítő kimenetét. A torzítás szemmel is látható a beállított szintus-ábrán.

Ha a hangfrekvenciás erősítőnk nem torzít, mehetünk tovább a vizsgálatra. Kapcsoljuk a DSB-jel előállító balansz-módulátor után az oszcilloszkópunkat. A hangfrekvenciás erősítőn marad az előzőleg beállított frekvencia. A 12.63. ábra alapján elönthető, hogy a DSB-jel erősítő fokozatok jól működnek-e. Jó beállítás esetén az első ábrát kell látnunk az oszcilloszkópunkon.

A következő lépés az SSB-jel erősítő lény vizsgálat. Ehhez már két hangfrekvenciával kell a mikrofonbemenetre csatlakozni, utána ugyan- csak a 12.63. ábra alapján ellenőrizhető a helyes működés.



12.63. ábra. Jelutakok az oszcilloszkóp képernyőjén



12.59. ábra. A mikrofon lezárása

vitelbe az emitterkomplexum, akkor az $R_1 \cdot C_1$ szorzatot úgy kell megválasztani, hogy ennek reciproka 10-szer kisebb legyen, mint a legalsó frekvencia átvinni kívánt frekvencia.

A hangfrekvenciás átvittelt nemcsak a mikrofonok szerkezete, hanem azok lezárása is befolyásolja. Egy olyan kristálymikrofon, mely 200 kohm lezárást igényel, 10 kohmmal lezárva kel-

lemetlen „pih”-hangot adhat. Ugyanakkor egy dinamikus mikrofon helytelen lezárás esetén hordóhangú lehet. Általában kristálymikrofon használatakor azt nagy impedanciával kell lezárni, a dinamikus pedig kisebb lezárást igényel. A 12.59. ábrán láthatjuk a mikrofonnak, mint generátornak a lezárását. Közönséges tranzisztoros erősítő a mikrofon után kis értékű lezárást ad. Ez növelhető műkapcsolással és kis áramú munkapont alkalmazásával. FET már alkalmas nagyobb értékű lezárás megvalósítására. A kis értékű lezárás csökkenti

a mikrofonról levehető feszültség nagyságát, hiszen a generátor-ellenállással feszültségosztás jön létre. Ugyanakkor a mechanikus impedanciában is változás áll elő, ami torzított frekvencia-menetet eredményez. Csövös erősítőt alkalmazva, a rácslevezető értéke szabja meg a lezárás nagyságát.

A hangfrekvenciás jel nagysága miatt bekövetkező torzítást elkerül-

hetjük, ha a hangfrekvenciás erősítőben limitálásról gondoskodunk. Ezt a célt szolgálják a hangfrekvenciás dinamika-kompresszorok, melyeknek egyik változatát a 12.60. ábrán láthatjuk.

A hangfrekvencia erősítését a kis áramú munkapontban működő BC 170 tranzisztoros emitterkövetőn keresztül bevezetett jelen végzünk. Az erősítő elemek műveleti erősítők. A kimenő hangfrekvencia egyenirányítása után FET tranzisztoros szabályozó gondoskodik az erősítés csökkentéséről. A kompresszort nagy bemenő impedancia és kis kimenő ellenállás jellemzi.

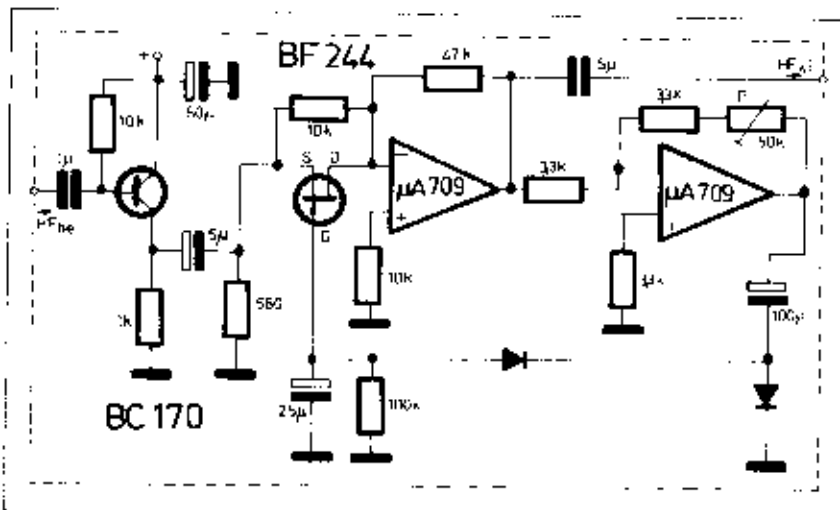
5. Nagyfrekvencia a mikrofonbemeneten

Kellemetlen gerjedésre vezet, ha a nagyfrekvencia a mikrofonbemenetre kerül. Ennek elkerülésének egyik fő módszere, hogy sugárvéként szimmetrikus antennát használunk. Így a legkisebb annak veszélye, hogy kellek mellett nagyfrekvenciás terek, sőt áramok alakuljanak ki az adó-készülék környezetében vagy a házban. A nagyfrekvenciás tér hatására – ha nincs védve a modulátor bemenete – a nagyfrekvencia bekerül a bemenő fokozatra, azt esetleg toltásba viszi, míгрészt a nagyfrekvencia deamodulálódva, gerjedést okoz.

Megszüntethetjük a jelenséget, ha a 12.61. ábra szerint egyszerűen külön árnycokoljuk a mikrofont és a mikrofonkábel (tehát nem a mikrofon „hideg” vezetékét használjuk egyben külső földelésre is), utána pedig aluláteresztő szűrőt alkalmazunk az erősítő bemenetén. Az aluláteresztő szűrő lehet közönséges R-C megoldás is, de jobb eredményt ad, ha L-C elemekből építjük fel. A szűrő kapacitásainak hideg végződéseit az erősítő (vagy impedanciaillesztő) fokozat közös földelésére kössük.

Ha alacsony impedanciájú mikrofont használunk, ugyanilyen kiképzésű bemenő körrel, akkor az aluláteresztő kapacitásait növelhetjük, ugyanakkor kis induktivitás (10–20 μH) is megfelelő. Sokszor elégséges csak egyetlen 1 nF-os kapacitást alkalmazni a bemeneten.

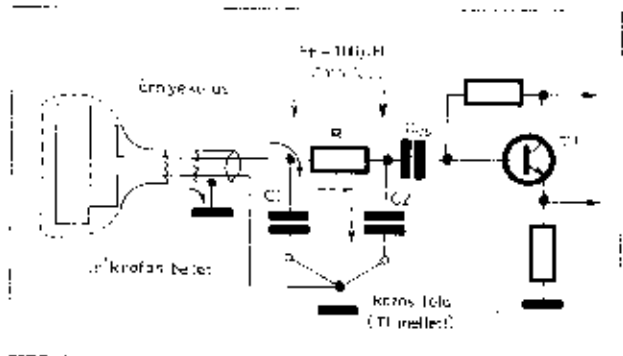
A berendezés felépítésénél általános szempontként kezeljük, hogy a meg-

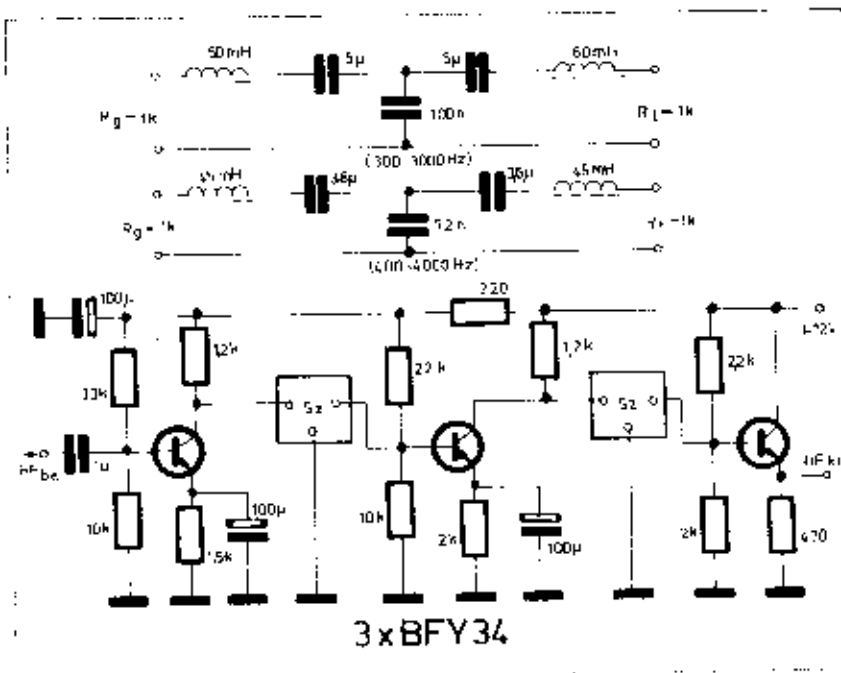


12.60. ábra. Dinamikus-kompresszor kapcsolási rajza

lemetlen „pih”-hangot adhat. Ugyanakkor egy dinamikus mikrofon helytelen lezárás esetén hordóhangú lehet. Általában kristálymikrofon használatakor azt nagy impedanciával kell lezárni, a dinamikus pedig kisebb lezárást igényel. A 12.59. ábrán láthatjuk a mikrofonnak, mint generátornak a lezárását. Közönséges tranzisztoros erősítő a mikrofon után kis értékű lezárást ad. Ez növelhető műkapcsolással és kis áramú munkapont alkalmazásával. FET már alkalmas nagyobb értékű lezárás megvalósítására. A kis értékű lezárás csökkenti

12.61. ábra. A mikrofonbemenet védelme





12.57. ábra. Aluláteresztő szűrő a tranzisztoros hangerősítő fokozatok között

első esetben a vevő túl közel van a szűrő f_c -hoz, a második esetben pedig nagyon messze. Igaz, ha a hordozó helyét nagyobb esillapítású pontra helyezzük, ez segít az esetlegesen rosszabb vevőfelnyomásban, de jegyezzük meg, hogy a vevőfelnyomást ne a szűrőre bizzuk, hanem azt elsősorban a modulátorban kell végrehajtani!

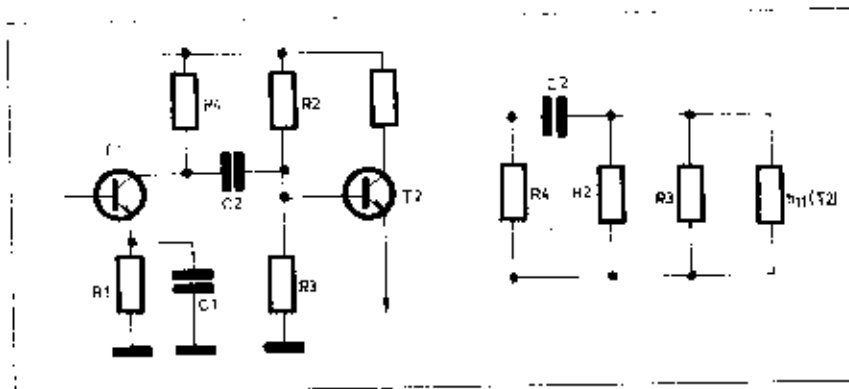
Ha már a hangmagasságnál vagyunk, érdemes egy érdekes jelenségre kitérni. Bizonyára többeknek feltűnt, hogy a fiatal OB, vagy YI hangot SSB-üzem módban legtöbbször nehezebb megérteni, mint a mélyebb férfi hangot. Különösen feltűnik az mondjuk egy körforgalomban, ahol változóva hallható mélyebb tónusú és magasabb hangtónusú adás.

Eznek magyarázata az alókérszűrők (és vevők) hangfrekvenciás átviteli karakterisztikájában keresendő. A szokványos kristályszűrők általában 2,3–3 kHz áteresztési sávzélességgel rendelkeznek. Ugyanakkor a hangfrekvenciás erősítő karakterisztikája olyan, hogy – éppen az oldalsávviszonyok javítása érdekében – a 300 Hz alatti frekvenciákat esillapítja. Így a szűrő kimenetén kb. 300–3 kHz közötti oldalsáv spektrum jelenik meg. A 12.56. ábrán az a mutatja egy mélyebb tónusú férfihang (1.) és egy női hang (2.) relatív hangerősségét a frekvencia függvényében. Az átviteli sáv vonalközve lett. Látható, hogy a női hang frekvenciáinak egy része kívül esik az átviteli sávon, ami természetesen az érthetőséget csökkenti. Az oldalsávnyomás jobb a női hangnál – hiszen kevesebb az alacsonyfrekvenciás komponens – de az érthetőség mégis rosszabb, mert sok magas tartalom le van vágva.

A b ábrán azt láthatjuk, hogy a használt mikrofon milyen befolyással van

az átvitt frekvenciatartományra. Egy mély férfihang dinamikus mikrofonnal nagyon kellemetlen hanghatást és nehéz érthetőséget eredményezhet. Ugyanakkor egy kristálymikrofont használva – ugyanazon szűrőt feltételezve – az érthetőség megnövekszik. Igen kellemetlen tud lenni egy női hang silányabb minőségű kristálymikrofonnal. Igaz, nagy QRM esetén a magasabb hangok jobban áttörnek a zavarfüggvényen, és bizonyos esetekben jobban érthető az ilyen jel, de általános érvényű használatát nem tanácsolhatom, mert amit esetleg nyerünk a QRM leküzdésében, azt elveszítjük az érthetőségben.

Olyan adóberendezésekben, ahol silány minőségű oldalsáv szűrőt alkalmaznak – néhány 100 kHz-os LC szűrőt használó állomás – kompromisszumot kell választani. Közepes oldalsáv-elynyomás még legyen, de



12.58. ábra. A kapacitív csatolás hatása. A mély hangok esillapítása annál nagyobb, minél kisebb a csatoló kapacitás

ugyanakkor ne legyen nagyon magas a hangszínezet.

Jobb megoldás az, ha az oldalsáv-elynyomásra törekedünk és nem az élethű hangminőségre az ilyen berendezéseknél, mert ha ezt nem így tesszük, DSB-üzem módban lesz adásunk, még akkor is, ha sok ellenállomás dícséri adásunkat. A mordek szűrővel elátott vevők (transzeiverek) ugyanis lovó-gják a másik oldalsávot, így vételi oldalon nehéz oldalsáv-átváltás nélkül eldönteni, hogy van-e DSB az adásban, vagy sem. Oldalsáv-váltással természetesen rögtön kiderül minden.

Visszatérve a hangmagasság problémájához, helyes, ha az adóberendezés mikrofon-erősítőjéhez használt felüláteresztő szűrő nem 300–3000 Hz közé, hanem 400–4000 Hz-re van méretezve. Ugyanakkor a szűrő átviteli sávja lehetőleg 3,5 kHz közelében legyen. A 12.57. ábrán megoldást mutat be a hangfrekvenciás szűrővel ellátott erősítőre, ugyanakkor a kötfajta felüláteresztő szűrő adatait is ismertetem. A két szűrő 1 kohmos lezárásközé lett méretezve, tehát csak így használható. A tekercsek fazékmagos kivitelűek.

Az alacsonyfrekvenciás átvitt az erősítők közt alkalmazott csatoló kapacitás nagyságával is lehet befolyásolni. A 12.58. ábrán látható két tranzisztor közt alkalmazott kapacitív csatolás ábrája, ugyanakkor mellette a frekvenciávitelt befolyásoló RC-időállandó számításához szükséges helyettesítő kép is. Ha az R_1 és R_2 értéke 1 kohm alatt van és a T_1 alacsony kollektorárammal üzemel, akkor a h_{11} el is hagyható (értéke 500–2000 ohm között), ugyanakkor az R_4 legalább 4 kohm legyen. Azt a frekvenciát, melytől az erősítő lufele már vég, a következő kifejezés adja:

$$f_a = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot [R_1 + R_2 \cdot X_{R_1} \cdot h_{11}] \cdot C_s}$$

Ugyanakkor a C_s emitterköri kapacitással is csökkenthetjük az alacsonyfrekvenciás átvitelt. Ha a kapacitást csökkentjük, akkor csökken az alacsonyfrekvenciás komponens. Ha azt akarjuk, hogy ne szóljon bele az át-

15. RH antennák és tápvonalak

Nánási Kálmán okl. vill. mérnök HASDR

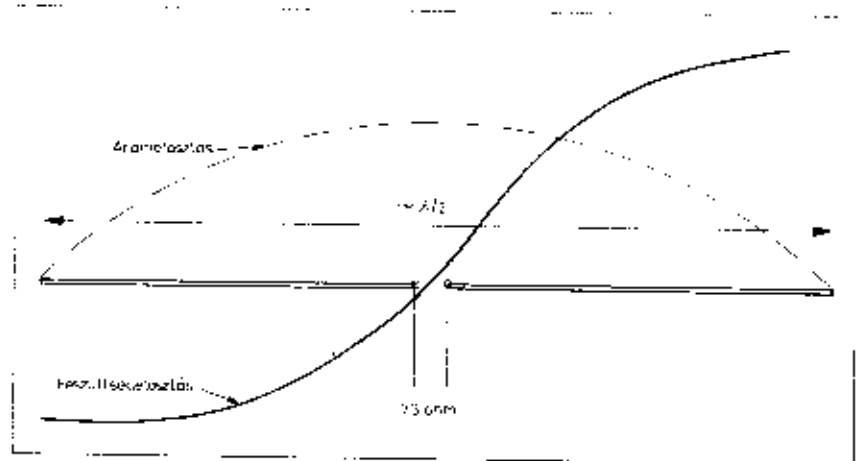
Az antenna olyan különleges felépítésű elektromos kör, amely elektromágneses hullámok kisugárzására, illetve vételére készült.

A félhullámú dipól. áram- és feszültségeloszlás

A legegyszerűbb, legelterjedtebb, antenna a félhullámú dipól. Mint vonatkozási antennát, összehasonlítási alapként is felhasználják. A félhullámú dipól geometriai hossza hozzávetőlegesen az elektromágneses hullám hosszának felével egyenlő. ($\lambda/2$). A dipól, azaz félhullámú sugárzó áram- és feszültségviszonyait vizsgálva megállapítható, hogy rezonancia esetén, a sugárzó középpontjában árammaximum és feszültség-minimum, míg a sugárzó végén, áramminimum és feszültség-maximum található (15.1. ábra). Ha a félhullámú dipól hossza eltér a hullámhossz felétől, úgy az áram és feszültség eloszlása a fentiek-től eltér, tehát megváltozik. A rezonáns félhullámú dipól feszültségeloszlása előnyös konstrukciós megoldásokat tesz lehetővé, mivel a nulla feszültségű pont leföldelhető.

Impedancia és sugárzási ellenállás

A félhullámú dipól feszültség- és áram-értékeiből kiszámítható az antenna impedanciája, látezőlagos ellenállása. Mivel a rezonáns dipól mentén különböző feszültség- és áramviszonyok alakulnak ki, így az antenna impedanciája is különböző értékű a sugárzó egyes pontjain. Legkisebb értékét a sugárzó geometriai közepén veszi



15.1. ábra. A félhullámú dipól feszültség- és árameloszlása

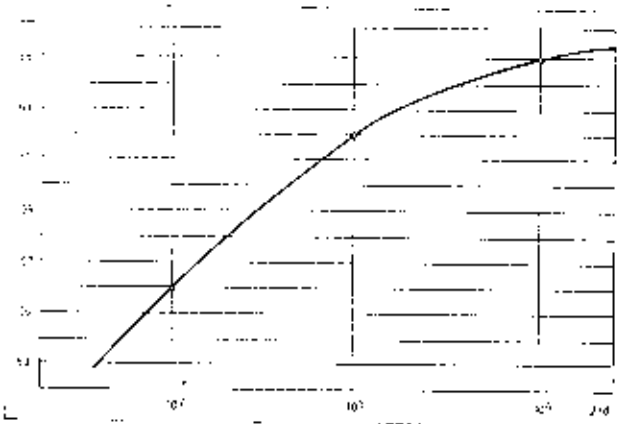
fel. Ez az elméleti számítások szerint 73 ohm. Ez az érték egy végtelenül vékony és végtelen magasan elhelyezett dipólra vonatkozik. A gyakorlatban, mivel ez nem valósítható meg, véges értékekkel számolunk. A félhullámú dipól impedanciája, a felhasznált huzal vagy cső átmérőjétől függően változik. A hullámhossz és átmérő viszonya a „karcsúsági tényező”. A bemeneti (talpponti) ellenállás változását a hullámhossz és az átmérő függvényében a 15.2. ábra mutatja. A félhullámú dipól rezonancia-frekvenciáján a bemeneti ellenállás valós értékű, míg a rezonanciától eltérő frekvenciákon induktív vagy kapacitív összetevőket is tartalmaz. Az antennára azonban a környezeti hatások, a föld feletti magasság stb. is hatnak, így a sugárzási ellenállást elsődlegesen ezek határozzák meg. A sugárzási ellenállás

(R_s) a kisugárzott teljesítmény és az antennáram ismeretében meghatározható a következő összefüggés alapján.

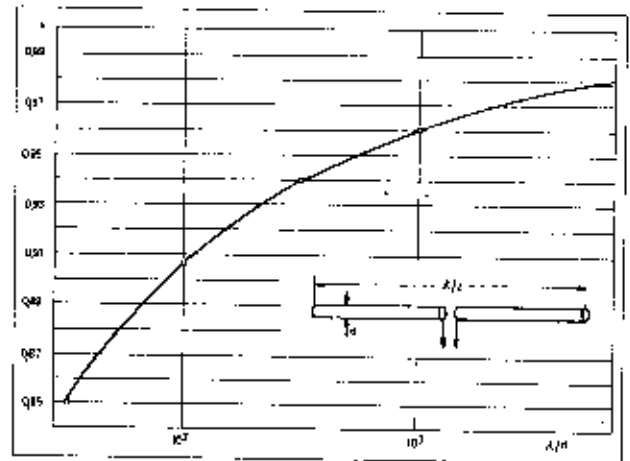
$$R_s = \frac{P_s}{I^2_{max}}$$

Rövidítési tényező

A félhullámú dipól geometriai hossza és elektromos hossza nem azonos érték, mivel a gyakorlatban nem „végtelen vékony” huzalból készítjük, hanem meghatározott vastagságú huzalból, csőből, továbbá a talaj felett aránylag kis távolsághoz helyezük el. A rezonancia érdekében ezeket a hatásokat ki kell egyenlíteni, azaz az antennát az elektromos hosszánál kisebbre kell méretezni. A huzal vagy



15.2. ábra. A félhullámú dipól impedanciájának változása a hullámhosszátmérő viszony függvényében



15.3. ábra. A rövidítési tényező alakulása a λ/d viszony függvényében

Meteornyomvonalas önzeköltetés (meteor-scatter)

A Föld a Nap körüli pályán rendkívül nagysebességű meteorokkal találkozik. Ezek legnagyobb része porszemnyi nagyságú. A nagyobbak szabadszemmel is jól láthatók, amikor Földünk légkörébe érve, mint „hullócsillagok” elégnak. A kisebbek még távcsővel sem figyelhetők meg.

A meteoroknak két nagy csoportját különböztethetjük meg. Az első csoportba azok sorolhatók, amelyek a Naprendszerben mindenütt viszonylag egyenletes eloszlásban találhatók. Irányuk és sebességük változó. A második csoportban levők, valószínű, hogy szétrobbant üstökösök darabjai; kisebb-nagyobb „rajokat” alkotva meghatározott (ismert) pályán keringenek. A Föld a Nap körüli pályáján olykor-olykor találkozik ezekkel a meteorrajokkal, amelyek nevüket arról az üstököstől kapták, amelyekhez valaha tartoztak. Így beszélünk „Perseid”, „Gemínid” stb. rajokról. A meteorok igen nagy, olykor 100 000 km-es sebességgel hatolnak be Földünk légkörébe és ott a levegő molekuláiba történő ütközésük következtében gyorsan elégnak. A felizzott meteor ionizálja útja során környezetét. Mivel a felsőbb rétegekben ritka a levegő, a meteorok többnyire a D-rétegben izmának fel, azaz itt ionizálnak. A me-

teor szágulása közben, maga után hagyja az ionizált nyomvonalát, amelyet ionizált csatornáknak nevezünk. Az ioncsatorna élettartama a meteor nagyságától függ és elektronsűrűsége a kezdeti szakaszban a legnagyobb. Reflektáló hatása többnyire rövid ideig tart. Meteorzajpor, meteor-áram esetén állandóan keletkeznek újabb és újabb ioncsatornák, így néhány másodperctől 1-2 percig tartó átviteli szakaszok, „burstok” váltják egymást. A kísérleti eredmények adatai szerint, a „Perseidák” zápora adja a legtöbb visszaverődést, amelyek időtartama tízodásodperctől négy percig is eltarthat. A legjobb és legbiztosabb burstöket azokról a meteornyomokról lehet kapni, amelyek az adót és vevőt összekötő félkörletl keletre vagy nyugatra 5°-12°-ra vannak.

Visszaverődés az északi fényről (aurora)

A Naphól kiinduló részecskefelhők egy részec általában 26 óra alatt eléri a Föld ionoszféráját és a sarkok fölött ésszesűrűsödik. A sarkok fölött ún. „sapkák” (polar-cap) keletkeznek, amelyek 30-90 km magasságúak és a „szélük” az 57. szélességi körig leér. A részecskék sugárzása által keletkezett szokander ionizáció olyan mértékkel érhet el, hogy az ionizált réteg képes az URH-t is reflektálni,

bár ez sok esetben diffúz és az összeköttetésben jelbitviteli torzításokat eredményez.

Visszaverődés az E_s-rétegről

Az E_s-rétegről az URH-tartomány 30-100 MHz-es szakasza reflektálódik intenzívebben, de acgítésgével 144 MHz-en is számítani lehet 1000-2000 km-es távolságok áthidalására.

Hold-visszaverődésen önzeköltetés

A Holdnak, mint reflektáló felületnek a felhasználását 1944-ben a Műegyetem Atomfizikai Intézetének igazgatója, Bay Zoltán kezdeményezte. A visszaverődést 1946 februárjában az Egyesült Izzó kutató laboratóriuma sikeresen bizonyította. Az első rádióamatőr holdvisszaverődéses összeköttetés 1960. július 21-én jött létre W 1 BU és W 6 HB között, az 1296 MHz-es sávban. Később újabb rekordok következtek a 2 méteres és a 70 cm-es sávokban. A Föld-Hold-Föld útvonal megtételéhez 5 másodpercnyi jel-átviteli idő szükséges.

Az URH és RH-sáv tartományok terjedési sajátosságainak teljes megismerése még korán sem befejezett és bizonyosan sok kellemes meglepetéssel szolgál a kísérletező amatőrök számára.

**kézi mosáshoz
ULTRA LUX**

GYÁRTJA AZ
EGYESÜLT VEGYI MŰVEK
1657 BUDAPEST XVII., GINKOTAI U. 26.
TELEFON: 480-900 TELEX: 22-4043

ULTRA LUX
Nagyhatású mosószert
Gyógyi, mosószert
és parfüm anyagok
készítésére
1 liter mosószert - kb. 40 liter
vízzel 1 literes edényben
keverjük.
Gyártó: VEGYI
MŰVEK PÓLYA ÁLL. EGYS.
EGYESÜLT VEGYI MŰVEK
BUDAPEST

10. méteres sáv (7000 - 7100 kHz)

A D-réteg hatása következtében nappal 800-1000 km az átlagos áthidalható távolság, míg este a D-réteg gyengüléseivel, de különösen az éjszakai órákban 6000-12 000 km-es távolságok is elérhetők. Kedvező terjedési körülmények között valamennyi kontinens hallható, bár szerényebb távolsággal, mint a 20 méteres. A 41 méteres műsorszóró sáv „elvédt” adóállomásai igen megnövekedtek a DX-munkát ezen a sávon. A 40 méteres sáv már érzékenyebb a napfoltmaximum alakulására, így azt a DX-munkánál figyelembe kell venni. A légköri zavarok itt már kisebb szintűek, bár nyáron jelentősen zavarhatják összeköttetéseinket. Holtzónája: nappal 100 km, éjjel 1000 km.

20 méteres sáv (14000 - 14350 kHz)

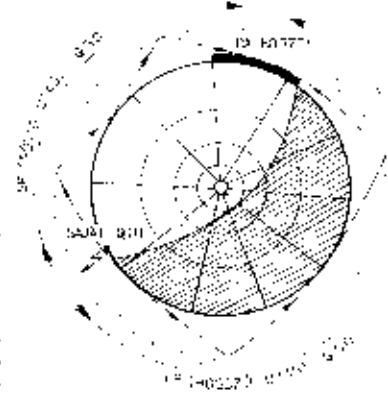
Ez a sáv az amatőrök bugyománycs DX-sávjá. Míg napfoltminimum-idejű szakokban is szinte valamennyi kontinens elérhető vele a megfelelő napszakban, bár ilyenkor az éjszakai órákban teljesen megszűnik a távolsági terjedés a reflektáló réteg hiányában. Naptevékenység-maximum idején (különösen az éjszakai és a hajnali órákban) lehet igen szép DX-összeköttetésekre számítani. A Földről megvilágított felén a D-réteg előző nagy abszolútumú hatással van rá, így főleg a hajnali és reggeli órákban érzékenyebb a Földről „sötét oldalán él” sugározni, lapos szögben, a „világos oldal” DX-körzetei felé. Ezt az összeköttetési módot „hosszú-útas” azaz LP (long path) összeköttetésnek nevezzük. Az LP úthossza természetesen nagyobb a „rövid út” (az SP, azaz short path) hosszánál, de a kedvezőbb ionoszférikus viszonyok következtében sok esetben jobb hallhatóság érhető el vele (11.3. ábra).

A hosszú-útas összeköttetés alkalmával természetesen, hogy a kizugárzott jel által merített út hossza általában 20 000 km fölött van. Az északi vagy a déli sarkon keresztül történő sugárzások figyelembe kell venni a sarki éjszakát, mivel az egyáltalán holtzónát is jelent. Az LP összeköttetési mód feltételezi a megfelelő nyereségű, irányított antenna használatát.

A 20 méteres sáv igen érzékeny az F2-réteg minden zavarára, így a SID (teljes elhalkulás) és a SEA (zörög megérőssödés) jelenségekre is. A holtzóna ezen a sávon, normál terjedési viszonyok között nappal 1000 km, éjjel 3-4000 km. Elérő terjedési körülmények esetén a holtzóna nappal: 3-400 km-re, éjjel: 800-1600 km-re szűkül. Ez az állapot általában egy-két napig tart, de olykor hetekre is elhúzódhat.

15. méteres sáv (21000 - 21450 kHz)

A sáv terjedési viszonyait a naptevékenység intenzitásának függvényei. Az F₂-rétegnél egy bizonyos sírfűrészt kell elérnie ahhoz, hogy reflektálja ezt a frekvenciasávot. Napfoltmaximum-



14.3. ábra

időszakokban megelégnék a sáv, és kis teljesítménnyel is, szinte valamennyi DX-körzet, akár nappal is elérhető, katonaként az E₁-réteg is közrejátszik a terjedésben, de ez rövid ideig tart és csak európai összeköttetésekre korlátozódik (800-2000 km). A naptevékenység minimuma alatt, nappal csak egy mértékben, éjjel egyáltalán nem használható. A légköri zavarok ritkán jelentkeznek ezen a sávon, azok is főleg csak helyi zivatar-hatások.

10 méteres sáv (28 000 - 29 700 kHz)

A rövidhullámú sáv tartomány „szélein” foglal helyet a 10 méteres sáv, így az URH-sávok közelsége folytán terjedési sajátosságai átmenetet képeznek a rövidhullám és az URH között. A naptevékenységi maximum ideje alatt nappal (pár W teljesítménnyel is) interkontinentális összeköttetések hozhatók létre, míg a minimumok idején mint rövidhullámú sáv alig-alig használható. Az F₂-rétegről szóróványos visszaverődés elérhető, de ez is rövid idejű, és kis távolságot eredményez. A sáv holtzóna-tartománya igen nagy, legalább 4000 km-es. A D-réteg hatása erre a sávra már teljesen elhanyagolható.

Az ultrarövid hullámok terjedése

Az ultrarövid hullámok (URH) hullámhossza 10 és 1 méter között van, ami 30-300 MHz-es frekvenciatartományok felel meg. Az angol rövidítése „Very High Frequencies” (VHF). Az ultrarövid hullámok terjedése a földfelület mentén megközelíti a látható fény terjedési törvényszerűségeit. Míg az 1000 MHz-en túli elektromágneses rezgéstartomány terjedése azonosul a fény terjedési sajátosságával, az 1000 MHz-nél kisebb rezgésszámú tartománytól (különösen az URH-tartománytól) az egyenes vonalú terjedésen kívül időszakonként nagy távolságú terjedések is megfigyelhetők. Egyenes vonalú terjedés esetén (az optikai látóhatáron belül) már kis energiával is izombiztos összeköttetést lehet létesíteni. Az ionoszféra változásai, az időjárásfrontok okozta változások, az egyenes vonalú terjedésre különös hatással bírnak.

Az URH-on kizugárzott energia-vételi hatóterülete megközelítőleg az alábbi képlettel számítható ki:

$$d = 4.1 \cdot (Fh_1 + Fh_2)$$

ahol a *d* a távolság km-ben, *h*₁ az adóantenna, *h*₂ a vevőantenna telepítési magassága m-ben. Az így kapott távolságon belül, megbízható összeköttetésre számíthatunk.

Az ultrarövidhullámok nagytávolsági terjedése

Az ultrarövidhullámú tartományban, elsősorban a 2 méteres sávban (144-146 MHz), időszakonként nagy távolságú, a horizonton túli, 800-1000 km-es távolságok is áthidalhatók. A jelenségnek többféle oka lehet, de többnyire a troposzféra különleges állapotaira vezethető vissza. A troposzféra Földünk légkörének a Föld felszínétől kb. 11 km-es magassáig terjedő rétege. „Időjárás réteg” is nevezik, mivel az időjárást meghatározó meteorológiai folyamatok elsősorban itt zajlanak le. A troposzféra hőmérséklete (normális viszonyok között) alulról felfelé fokozatosan esik, km-enként 6-8°C-kal. 10-11 km-es magasságban a hőmérséklet átlagosan 50°C. Megtörténhet azonban, hogy egy melegebb levegőréteg gyors mozgása következtében „felsülköt” egy nála hidegebb légréteg „hátrára”. Ha főgőrgőlegesen megmérjük a hőmérsékletet és a relatív páratartalmat, úgy találjuk, hogy a felsülköt melegebb légréteg hőmérsékletét és relatív páratartalmát megtartotta, és az átmenet így hőmérséklet mint páratartalom tekintetében ugrászerűen következik be. Ez az ugrásszerű, gyors változás jelent kitűnő reflexió felületet a méteres és rövidebb hullámok számára.

A hőmérsékletugrat, hőmérsékletfordulatot inverzióknak nevezzük. Inverzió réteg különböző magasságokban jöhet létre. A közvetlen talajmenti inverzió csak egy hatómagyar-növekedést jelent. A több km magasságban lépező inverzió réteg segítségével 400-600 km-es összeköttetés is elérhető. Előfordul, hogy két inverzió réteg helyezkedik el egymás fölött. Ez a ritka jelenség a „troposzférikus hullámvezetés” átvitt eredményekénti (ducting).

Az URH-tartomány másik nagy távolsági terjedési módja a szóróhatásos - scatter - terjedés. A feltételezések szerint a felfelé szálló melegebb levegő nem korábban közvetlenül a környezetben levővel, elháró hőmérsékletű és normális, illetve más páratartalmú légréteg-„szigeteket” alkot. A rádióhullám így két különböző törvényszerűségi közeget talál útja közben, ahonnan szétszóródva visszaverődik. A szóródás következtében a kizugárzott energia kis töredéke a Föld felszínére is visszatur. A troposzférikus szóróhullámú terjedéssel 800-1000 km-es távolság is elérhető, de a vételi minősége gyenge.

déli, amelyen az ember számára az életfeltételek adottak. Alakja gömb, bár az északi félgömb valamivel kisebb, mint a déli. A legnagyobb főkör hossza 40 000 km. A Föld légköre, jelenlegi ismereteink szerint 100 ezer km magasságig terjed.

A Földet körülvevő legkülső burok a magnetoszféra, azaz van Allen-öv, amely a napszél hatására „cséppformát” vesz fel. A magnetoszférát villamos töltésű részecskék alkotják, amelyeket Földünk a bolygóközi térből vonz magához.

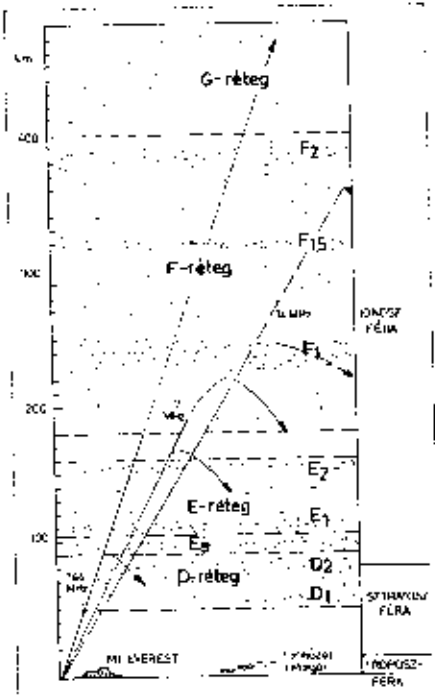
Az ionoszféra

Kívülről érkező Földünkre, a második és a rádióamatőrök számára a legfontosabb réteg az ionoszféra. Hozzávetőlegesen 70 km-től 3000 km magasságig terjed. Létrehozója a Nap korpuszkuláris és ultravioleta sugárzása. Az ionizáció alkalmával mindig elektron és ion keletkezik. A nap hatás felülről érkező az egyre sűrűbb levegőrétegekben mind több és több gázatommal találkozik, így bizonyos rétegek ionizációs sűrűsége nagyobb lesz, míg az alsóbb rétegek kevésbé ionizálódnak. A (szabad) elektronok és ionok újracsatolása a rekombináció, amely annál gyorsabb, minél sűrűbb a levegő. Így történhet meg, hogy az ionoszféra mindig alulról felfelé „tűnik” el, aránylag rövid idő alatt, míg a felsőbb rétegekben hosszú ideig megmarad. Az ionoszférát 1900-ban Kennelly és Heaviside feltételezték, míg 1924-ben Appleton és Barnett bizonyították. Az ionoszféra ion- és elektronsűrűsége tehát bizonyos magasságokban különböző. Ennek alapján betűjelzéssel látták el az egyes rétegeket. Az ionoszféra rétegeit a 14.2. ábra ábrázolja.

Az ionoszféra alábbiakban ismertetett rétegeinek állapota, sűrűsége (tehát visszaverőképessége) a naptevékenység intenzitásán túl, évszak- és napszakfüggő is. A nappali órákban az ionoszférát a teljes sugárzás éri, amely a nyári hónapokban sokkal intenzívebb, mint pl. télen.

A D-réteg

A D-réteg az ionoszféra legalsó rétege. Magassága normál körülmények között 80 km-re tehető, azonban magassága a napszaknak megfelelően változik, 40–95 km között. Erős ionizáció esetén két önálló rétegre bomlik: D_1 - és D_2 -rétegekre. A D-réteg elnyeli hatása a rövidhullámú sávterományban igen számottevő, míg az alacsony frekvenciákat, így a hosszú és igen hosszú hullámokat visszaveri. A napkitörések hatásait közvetlenül a D-réteg aránytalanul megnövekedett absorpcióján érezzük. Ilyenkor igen meggyengülve jut fel csak a kisugárzott rádióhullám az F-rétegekbe. Sőt, előállhat olyan jelenség is, hogy percekre – tízpercekre „teljes fagy” bénítja meg a rádióamatőrök munkáját. A D-réteg ilyenkor teljesen elnyeli a ki-



14.2. ábra

sugárzott rövidhullámú jeleket. Olyan ez a jelenség mintha „lakapcsoltuk volna az antennát” a berendezésünkről. Este a D-réteg ritkulásával az elnyelő hatás csökken, amely nem csak a rövidhullámú frekvenciatartomány, de a középhullám terjedése szempontjából is kedvező.

Az E-réteg

Az E-réteg az ionoszféra „legszabályosabb” rétege. Közvetlenül napfelkelte előtt keletkezik és egy óra után már 110 km magasságban helyezkedik el a legsűrűbb része. Éjszakra csak részben szűnik meg, bár akkor hatása a rádióhullámokra már igen csekély. A 7 MHz-es amatőrsáv munkája főleg az E-réteg segítségével bonyolódik. „Hatófrekvenciája” olykor eléri a 10 MHz-et is. Az E-réteg napközben két rétegre hasad: az E_1 és E_2 rétegekre.

Az E_s -réteg (szporadikus E-réteg)

Az E_s -rétegen 100–120 km magasságban, 50–200 km sebességgel száguldó rétegdarabokat, rétegfoszlanókat kell értenünk. Valószínű, hogy a sarkokon keletkeznek és onnan áramlanak az Egyenlítő irányába. A méréselt öv felett a sebességük erősen lecsökken. Ezek a rétegdarabok igen „sűrű” anyagból lehetnek, mivel olykor a visszaverési határfrekvenciájuk 15 MHz is lehet. Az E_s -réteg segítségével az URIL-tartományokban több száz, illetve ezer km is áthidalható. Az E_s -réteg mesterséges behatásra is keletkezik, így magaslégköri robban-

tásoknál intenzív E_s -felhőket lehetett megfigyelni.

Az F-réteg

A reflexióshullámterjedésszempontjából legfontosabb az F-réteg. Segítségével a rövidhullámú sávterományban igen nagy távolságok áthidalhatók át. Nappal a mi szélességi övezetünkben két részre hasad: F_1 és F_2 -rétegekre. Éjjel az alsó réteg teljesen rekombinálódik (gy éjjel csak egy F-réteggel kell számolnunk). Éjjel az F-réteg magassága kb. 300 km. Határfrekvenciája ekkor 6–6 MHz. Nappal a réteg alsó része kiterjed (kb. 150–200 km-re), a fölötte képződő második réteg pedig 400 km magasságra húzódik. A felső réteg (F_2) határfrekvenciája eléri a 8–10 MHz-et. A naptevékenység hatása az F-rétegben, különösen az F_2 -ben érzhető a legjobban. Napnyugta után az F-réteg elektronsűrűsége csökken, de a rekombináció lassúbb, mint a többi réteg esetében, így használható éjszakai összeköttetésekre is.

Az F_1 és az F_2 -rétegek között, az egyenlítő fölött még egy réteg képződik, amely az F_3 - megjelölést kapta.

A G-réteg

A G-réteg átlagos magassága 700 km. Nappal lecsúszol, míg éjszaka megemelkedik. Sűrűsége az F_2 rétegéhez hasonló. A Földről indított rádióhullámok szempontjából nem lényeges a G-réteg, mivel az F_2 -réteg sűrűbb nála. A kívülről érkező rádióhullámok szempontjából azonban lényeges a G-réteg ismerete.

Hullámterjedés az RH amatőrsávokban

160 méteres sáv (1800–2000 kHz)

Az igen erős légköri tövékenység következtében ez a sáv főleg éjszaka és télen használható távolabbi összeköttetésekre. Általában januárban zajlik a „DX-élet” ezen a sávon. Igen jó terjedési körülmények között (a lehetőségekhez képest) minden kontinens balható. Szármunkra a 160 méteres sáv már nem engedélyezett.

80 méteres sáv (3500–3800 kHz)

A 80 méteres sávban nappal, főleg nyáron, viszonylag kis távolságok érhetőek el (3–400 km), mivel a D-réteg elnyelő hatása nagyon erősedik ebben a sávterományban. Napnyugta után (a D-réteg csillapító hatásának megszűnésével) megelénkül a sáv, és az F_2 -réteg segítségével, 1–2000, sőt szerencsés esetben 5–10 000 km is áthidalható. A 80 méteres sáv sem mentes a légköri zavaroktól. A naptevékenység hatása a 80 méteres terjedésnél alig érzhető.

A felületi hullámok terjedését csupán a troposzféra, valamint a talaj állapota befolyásolja. Térerősségük a távolsággal csökken. A térhullámok esetében nem ilyen egyszerű a helyzet. A sűrű alsóbb légkörben, de a magasabb légrétegekben is töréseket szenvedhetnek.

A közeg hatása

A rádióhullámok mindig valamilyen közegben terjednek tovább. A Föld közelében a légkörben, a Föld elhagyása után a bolygóközi térben, amely szintén nem üres. A rádióhullámok (frekvenciájuk szerint) a különböző anyagi részecskékből álló és sűrűségű közegekben más és más irányváltozást szenvednek. A sokféle közeg anyagi minősége és sűrűsége következtében más és más mértékben nyeli el a különböző frekvenciájú rádióhullámokat.

Törés

A rádióhullám, ha egy új közeg határához érkezik terjedése közben, rendszerint irányt változtat. Ezt az irányváltoztatást nevezzük törésnek vagy visszaverődésnek. Az új közeg határán, ahová a hullám érkezett, egy, a felület érintőjére merőleges egyenest húzva kapjuk a beesési merőleget. Az új közeg határán, a megváltozott haladási irány és a beesési merőleges alkotja szög lesz a beesési szög. Ha a hullám ezen a ponton visszaverődik, úgy ez a szög lesz a visszaverődési szög. Amennyiben a hullám az új közegben folytatja az útját, a beesési merőleges meghosszabbításával mérjük a törési szöget.

A törés azért következik be, mivel a rádióhullám sebessége az új közegben megváltozik. A rádióhullámok terjedése szempontjából elsődlegesen fontos a közeg sűrűsége. A kozmoszból érkező rádióhullámok is törést szenvednek, de ez éppen ellentéte a Földről kisugárzott rádióhullámok törésének.

A talaj hatása

A talaj vezetőképessége a felületi hullámok terjedése során különösen fontos. A sós tengervíz vezetőképessége 10^{-11} egs.-egység, az óceánvíz és a szárazföldé: 10^{-14} egs. egység. Hazánk talajának vezetőképessége szárazság idején: 10^{-12} egs., az őszi esőzések után pedig: 10^{-11} egs. Igen fontos a talaj dielektromos tényezője, amely tengervíz és édesvíz esetén 80, szárazföld esetében 4–5 körüli érték.

Abzorpció

Az abzorpció vagy – magyarul – elnyelés a közeg másik fontos hatása a rádióhullámokra. A kisugárzott rádióhullám energiája abzorpció nélkül is (a távolság arányában) folyamatosan csökken, a térerősség egyre kisebb

lesz. A közeg elnyelő hatása ezt a csökkenést növeli, segíti elő. Az abzorpció mértékét dB-ben adják meg.

Az elektromágneses hullámok terjedését befolyásoló tényezők

A rádióhullámok terjedésének vizsgálatát a Föld és az egész Naprendszer, a bolygóközi térség viszonyainak ismertetésével kell kezdenünk. Ma már ugyanis a mesterséges űgigotételekkel, űrszondákkal létesített kétoldali rádió kapcsolat távolsága több százmillió kilométerekre tehető.

A Nap

A Napnak, mint csillagnak, sugárzó tulajdonsága döntő jelentőségű a rádióhullámok terjedésében beálló, szabályos és szabálytalan változások szempontjából. A Nap izében levő gázemlé anyagokból álló óriási gömb. A Földről számított távolsága 149,5 millió km. Az elektromágneses hullámok 8 perc 19 sec alatt teszik meg ezt az utat. Az izzó felület hőmérséklete $6000 - 7000^{\circ}\text{C}$, a Nap belsejében azonban 20 millió $^{\circ}\text{C}$ hőmérséklet is lehetséges. A Nap forog a saját tengelye körül. Egy forgás ideje 27 nap. Ez igen fontos a számunkra, mivel a 27 napos változást a rádiós munkánk során is érezzük. A Nap felületének jól látható felső rétege a fotoszféra. A Nap körülét néhány ezer km vastag fényárv övezi. Ezt a réteget kromoszféra névezzük. A fotoszférában található az ún. napfoltok, amelyeknek száma és kiterjedése sokszor napról-napra változik. A napfoltok kiterjedése olykor hatalmas: több száz ezer km-t is kitehet. A napfoltok hőmérséklete több száz, sőt ezer fokkal is alacsonyabb a környezet hőmérsékleténél, sötétebbnek is látszanak, ezért kapták a „folt” elnevezést. A napfoltok életciklusa különböző. Egy-két héttől három, négy hónapig is észlelhetők. A napfoltok keletkezése, fejlődése olykor a szemünk előtt zajlik le. Ha észrevesszük egy-egy napfolt születését, keletkezését, úgy a Nap forgási idejének ismeretében, következtetni lehet Földünk légkörére való hatásával, annak idejével. Ilyen következtetési eljárásról alapszanak az ionoszféralelőjelzések (rövid lejárattak). A napfoltok jelentőségét 1848-ban Wolf napfizikus ismerte fel. Ő javasolta az ún. napfolt-relatívuszám (azaz napfoltszám) bevezetését, amelyet R-ral jelölt. Jelenleg a tiszteletére W-vel jelöljük. $W = K(10 \cdot g + f)$

ahol g a foltcsoportok, f az egyes foltok számát jelöli, a K pedig egy együttható, amelynek segítségével a különböző távcsöves megfigyelésekkel felvett adatokat összehasonlíthatóvá tesszük. A napfoltszámok havi középértékeit visszamenőleg is összeállították egészen 1749-ig. Az összeállítások azt mutatják, hogy a napfoltszámok változása bizonyos periodicitást mutat. Azt az időtartamot, amely két-két napfoltszám-maximum között eltelik,

napfoltperiódusnak nevezzük. A periódusok időtartama napjainkig eléggé változó képet mutat. Találhatók 7,3 éves, de 17,1 évig tartó periódusok is. Általánosan 11 éves középértékkel szoktak számolni.

A rádióhullámok terjedése szempontjából úgy a maximum, mint a minimum-időszakok igen lényegesek. Az elmúlt maximum alkalmával (1968–69-ben) 160 alatt volt a napfoltok száma. A jelenlegi „nyugodt Nap” éveiben, amelyet IQY-nal jelölnek, olyan hullámterjedési viszonyokkal kell számolnunk, amilyen csak 1934–44 között volt. A zürichi „Napfoltciklus” kimutatást vizsgálva egyértelműen megállapítható, hogy a napfoltszámok – maximum idején észlelt – mennyisége, három-négy maximum-csoportokban azonos, míg a következő három-négy maximum-csoport esetében lényegesen növekedést mutat. Tehát három-négy „szerényebb” maximumot három-négy intenzív maximum követ. Sajnos, ezek a periódusok már 40–50 évrre tehetőek. Az utolsó intenzív maximum 1958-ban volt. 1958-tól kezdődően három-négy „szerényebb” maximummal kell számolnunk. A jelenlegi minimum (amely 1977 július–augusztusra tehető) ideje alatt csak 2,7 volt a napfoltok száma. A napfoltszám alakulása alapvetően meghatározza a távolsági rövidhullámú rádióösszeköttetés lehetőségeit a rádióamatőrök részére biztosított frekvencia és teljesítmény keretain belül. Minimum-időszakokban az érdeklődés az UHF-tartományok felé irányul. A napfoltszámok várható (előrejelzett) alakulását 1990-ig a 14.1. táblázat tartalmazza.

14.1. táblázat. A napfoltszámok várható alakulása 1990-ig

ÉV	Hónap				
	III.	VI.	IX.	XII.	
1977	3,2	5,7	2,7	3,3	
1978	4,5	6,2	8,4	11,0	
1979	14,0	17,8	20,7	24,2	
1980	27,0	31,0	34,1	36,9	
1981	32,5	41,7	43,6	45,2	
1982	45,4	47,2	47,7	47,8	
1983	47,5	48,9	45,9	44,5	
1984	42,6	40,4	37,8	35,0	
1985	31,8	28,6	25,1	21,6	
1986	18,8	15,0	12,0	9,4	
1987	7,1	5,8	8,8	2,7	
1988	2,0	1,8	1,5	1,6	
1989	1,7	1,9	2,1	2,2	

A napfoltszám alakulása, mivel az megfigyelhető, az egyedüli „megfigyelhető” tény az amatőr számára, de tudnunk kell, hogy a napfoltokkal együtt megjelenő fáklyák, protuberanciák különböző időtartamú és hatású sugárzásai együttesen jelentik a naptevékenységet. A Napból indulnak el a „korpuszkulák” is, amelyek Földünkön ionoszférás viharokat és egyéb geofizikai jelenségeket okoznak. De kihatnak az időjárásunk alakulására is.

A Föld és légköre

Bolygónk, a Föld, a Naprendszer harmadik bolygója. Jelenlegi ismereteink alapján a Naprendszerben egye-

14. Hullámterjedés

Nánási Kálmán HA 5 DR

14. Az elektromágneses hullámok terjedése

Az elektromágneses hullámok keletkezése az elektronok mozgására vezethető vissza. Régebben úgy gondolták, hogy az elektromágneses hullámok terjedésük közben valamilyen közeget, „étert” vesznek igénybe. A kiburgázott elektromágneses hullámok viselkedéséről, terjedéséről ma már többet tudunk.

Természetes és mesterséges elektromágneses hullámok

Az elektromágneses hullámokat két nagy csoportba oszthatjuk: természetesen és mesterségesen eredetű hullámokra. A természetes hullámok a Naptól, a kozmoszból, távoli csillagokból érkeznek el hozzánk, vagy éppen Földünk légkörében keletkeznek. A mesterséges elektromágneses hullámokat az ember kelti, a maga készített berendezéseivel.

A frekvencia és hullámhossz összefüggése, egységek

Az elektromágneses hullámokat frekvenciájuk (ez a pontosabb) vagy hullámhosszuk szerint különböztetjük meg egymástól. A frekvencia az egy másodperc alatt keletkezett rezgések száma. Egysége a Hz, vagy c/s. (Ángol nyelvtérleten: c/s) $1 \text{ Hz} = 1$ rezgés 1 sec idő alatt. Nagyobb egységei: $1000 \text{ Hz} = 1 \text{ kHz}$, $1000 \text{ kHz} = 1 \text{ MHz}$, $1000 \text{ MHz} = 1 \text{ GHz}$. A hullámhossz: az egy rezgés időtartama alatt megtett terjedési út hossza. A hullámhossz egysége a méter (m). Egységtől függetlenül, a frekvenciát f -fel, a hullámhosszt λ -val jelölük. Az elektromágneses hullámok terjedési sebessége, szabad térben: $300\,000\,000 \text{ m/s}$ (a fény terjedési sebessége). A terjedési sebességet c -vel jelöljük. A frekvencia, hullámhossz és terjedési sebesség az alábbiak szerint függ össze:

$$\lambda = \frac{300\,000\,000}{f} \text{ (m)}$$

$$f = \frac{300\,000\,000}{\lambda} \text{ (Hz)}$$

Az elektromágneses hullámok polarizációja

Az elektromágneses hullámok két energiahordozó komponensből állnak: elektromos (E) és mágneses (H) erőteréből. Ezek síkja egymásra, valamint a terjedési irányra merőleges (14.1.

ábra). Attól függően, hogy az elektromos erőter vízszintes vagy függőleges helyzetet foglal el, beszélünk vízszintes illetve függőleges polarizációról. A polarizációs síkot alapvetően az adóantenna alakítja ki, de az ionoszféra megváltoztatja a polarizáció síkját egyik pillanatról a másikra, akár 180° -kal is. A polarizációs sík ionoszféra okozta változása különösen napkeltékor és napnyugtakor észlelhető.

A térorósság

A térorósságot az elektromos erőter nagyságával mérjük, amelyet volt/méterben (V/m), illetve $\mu\text{V/m}$ -ben adnak meg. Szabad térben a térorósság a távolság arányával lineárisan csökken, míg az energia a növekvő távolsággal arányosan mind nagyobb felületen oszlik el. A térorósság jelölésére az E betű használatos. A térorósságot

az alábbi tapasztalati képlettel lehetőséges meghatározni:

$$E = \frac{2,2h_1 h_2 P}{r^2 \lambda} \text{ (mV/m)}$$

ahol h_1 és h_2 az adó- és vevőantenna magassága a földfelszín felett méterben, P a kisugárzott teljesítmény kW-ban, r az adó- és vevő közötti távolság km-ben, λ pedig a hullámhossz méterben.

Rádióhullámok, hullámsáv-felosztás

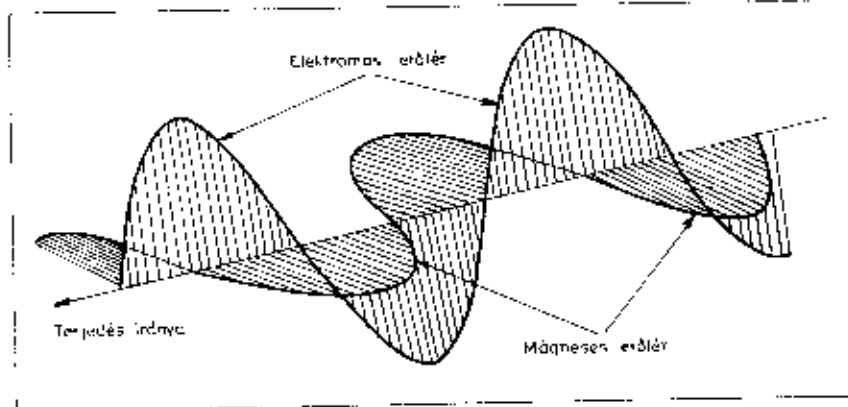
Az elektromágneses hullámok egy bizonyos meghatározott tartományát (a rendelkezésből adólag) rádióhullámoknak nevezték el. Jelenleg a 3000 GHz -nél kisebb frekvenciájú elektromágneses hullámokat értjük a címző alatt. A rádióhullámok frekvenciasáv-elosztását az alábbi táblázat tartalmazza:

Frekvenciasáv	Jele	Elnevezése
3 – 30 kHz	VLF	méteres hullámok
30 – 300 kHz	LF	kilométeres hullámok
300 – 3000 kHz	MF	hektométeres hullámok
3 – 30 MHz	HF	dokométeres hullámok
30 – 300 MHz	VHF	méteres hullámok
300 – 3000 MHz	UHF	deciméteres hullámok
3 – 30 GHz	SHF	centiméteres hullámok
30 – 300 GHz	EHF	milliméteres hullámok
300 – 3000 GHz	-	decimilliméteres hullámok

Felületi hullámok és térhullámok

A táblázatban szereplő valamennyi rádióhullám lehet felületi hullám vagy térhullám. Akkor nevezzük őket felületi hullámnak, ha a földfelszínről kiindulva, annak mentén haladnak. Tér-

hullámról akkor beszélünk, ha a Föld felületéről kiindulva a légkör valamely rétegéről – amely a hőmérséklet, nedvesség, vagy ionizáltság miatt alakult ki – vagy valamilyen tárgyról – meteorról, műholdról – visszaverődve jutnak el a Föld felszínére.



14.1. ábra

- szinkronszint 1200 Hz
- fekete szint 1500 Hz
- fehér szint 2300 Hz

A képtartalom ideje alatt a hangfrekvenciás FM-szülővivő (FM-subcarrier) frekvenciája az illető képpontok fényességének függvényében valahol az 1500 és 2300 Hz között található és folytonosan változik a letapogatott képpontok fényességének változása szerint.

Az A/F konverter kimenő jele (HF-FM) közvetlenül beadható egy SSR-adó mikrofon bemenetére. Az antennára jutó kimenő nagyfrekvenciás jel így frekvenciamodulált lesz (F3), maximálisan $2300 - 1200 = 2100$ Hz egyirányú lökettel. Az amatőrsávban elfoglalt sávszélesség valamivel nagyobb, mint a löket, a merész jelármenetek (videó) következtében. Az SSTV vivőfrekvenciás sávszélessége az amatőr sávokban 2,5...3 kHz, tehát nem több, mint egy SSB-összeköttetésé.

A vivőhullám frekvenciamodulációja nem csak a hangfrekvenciás szülő-

vivő FM-modulációjával valószínűsíthető meg. A videojellel az adó vivőfrekvenciája közvetlenül is modulálható, mint azt a 13.32. ábra vázolata mutatja.

Az SSTV-jelek vétele SSB-üzemű módú vevővel lehetséges, bekapcsolat beüt-ogszállator mellett. A vivőhullám FM-modulációja a vevő kimenetén egy HF-FM jelet hoz létre. A hangfrekvenciás jel frekvenciája a vevő hangulásiával állítható úgy, hogy a megkívánt szintek a megkívánt hangfrekvenciás frekvenciáértékhez kerüljenek (pl. szinkron - 1200 Hz stb.).

A vevő hangfrekvenciás kimenete (fejhallgató) bevezetendő egy FM-demodulátor egységbe (F/A konverter), amelynek kimenetén megjelnek a videojel (13.33. ábra). A videojellel a szinkronjel-leválasztó fokozatok létrehozhatók a függőleges és vízszintes szinkronizáló jeleket, amelyekkel a monitor oltérítő áramkörei szinkronizálhatók. Az FM-demodulátor videojele megfelelő erősítés után a hosszú utánvilágítást

katódsugárcső rácsát, vagy katódját vezérli (fényerő-vezérlés).

Az FM-demoduláció, azaz a videojel létrehozása a vevő KF-szakaszában is történhet 9 MHz-en, vagy hasonlóan magas frekvencián kristály-diszkriminátorral, vagy 100 kHz körüli KF-osztón L-C diszkriminátor áramkörrel.

Az amatőr sávokban az SSTV-tergalmazás számára kifejleszték a használható frekvenciatartományokat. Ezek a frekvenciatartományok a sávok telefónia számára fenntartott részében helyezkednek el az alábbiak szerint:

- 80 m-es sáv: 3730... 3740 MHz
- 40 m-es sáv: 7035... 7045 MHz
- 20 m-es sáv: 14 225... 14 235 MHz
- 15 m-es sáv: 21 335... 21 345 MHz
- 10 m-es sáv: 28 675... 28 685 MHz

Az amatőr SSTV-nek nincsen külön hangesetornája, mint a normál TV-nél az megszokott. A képek közvetítése előtti és utáni megbeszélések, kiértékelések ugyanazon a frekvencián, SSB-üzeműdban szoktak történni.

	Normál TV	60 Hz-es SSTV	50 Hz-es SSTV
Képformátum:	4:3	1:1	1:1
Letapogatás:	váltottsoros	folyamatos	folyamatos
Sorok száma:	625	120	120
Sorfrekvencia:	15 825 Hz	15 Hz	16,66 Hz
Sor időtartam (H):	64 μ s	66 ms	60 ms
Képfrekvencia:	25 Hz	0,125 Hz	0,139 Hz
Kép időtartam:	40 ms	8 s	7,2 s
Sorszinkronjel időtartam:	5,5 μ s	5 ms	5 ms
Képszinkronjel időtartama:	350 μ s	30 ms	30 ms

Az SSTV videojelében a szinkronjelek egyszerűbbek is lehetnek, mint a normál TV-nél. A sorszinkronjel egy 5 ms szélességű impulzus, kijelöléssel, vagy anélkül, az áramkör felépítése szerint. A képváltó jel (képszinkronjel) egy egyszerű 30 ms szélességű impulzus, kiegyenlítő jelek és sorszinkronjelek nélkül. A szinkronizáció azért biztosítható ilyen egyszerű jelekkel, mert a vevő monitorjának szinkronizációs sebessége sokszorosa az SSTV-jel sebességének. A kép letapogatási mechanizmusa azonban a normál TV-nél megszokottal; a képet felülről lefelé tapogatja le a kamera, balról jobbra haladó sorokkal.

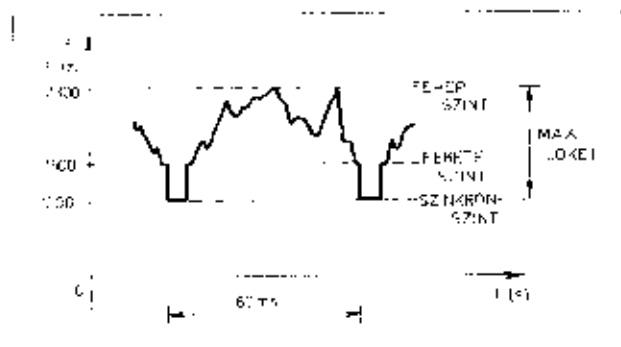
A képpontok letapogatási sebességéből adódó maximális video jelfrekvencia 1000 Hz (négyzetes képpontok esetén), a videojel lehetséges legkisebb felfutási és lefutási meredeksége 500 μ s. Ez a relatív lassú felfutás azt jelenti, hogy a képek függőleges kontúrjai jól látható átmenettel rendelkeznek (álmosódottak).

Az egy képnek 7,2 vagy 8 sec-os időtartama azt jelenti, hogy a szem jól látja a sorok fulását és csak a fenti idő elteltével áll össze egy kép a katódsugárcső ernyőjén. Mivel a képváltási frekvencia 0,125...0,139 Hz, és ez sokkal alacsonyabb, mint az emberi szem tehetetlenségi frekvenciája (kb.

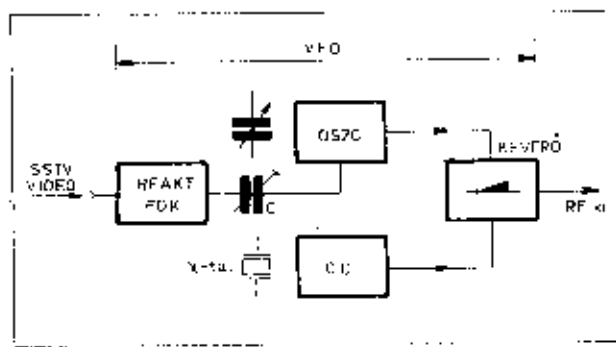
15...25 Hz), szükség van egy, a képet tároló eszközre, hogy a teljes képfelület egységes benyomása létrejöhessen. Normál TV-nél ez a tároló eszköz az emberi szem tehetetlensége. Az SSTV-nél a kép tárolására olyan katódsugárcsővet alkalmaznak, amelynek ernyője hosszú utánvilágítással bír. A hosszú utánvilágító ernyőjű katódsugárcsővek néhány típusa csöveg több másodpercen túl is megőrzi a felrajzolt képet, fokozatosan halványuló fényerővel.

Újabban tároló típusú ernyőrendszerrel felépített katódsugárcsőveket alkalmaznak az SSTV-monitorban, amelyek csövek az ernyő letörlétségig állandó fényerővel rögzítik az egyszer felrajzolt képet.

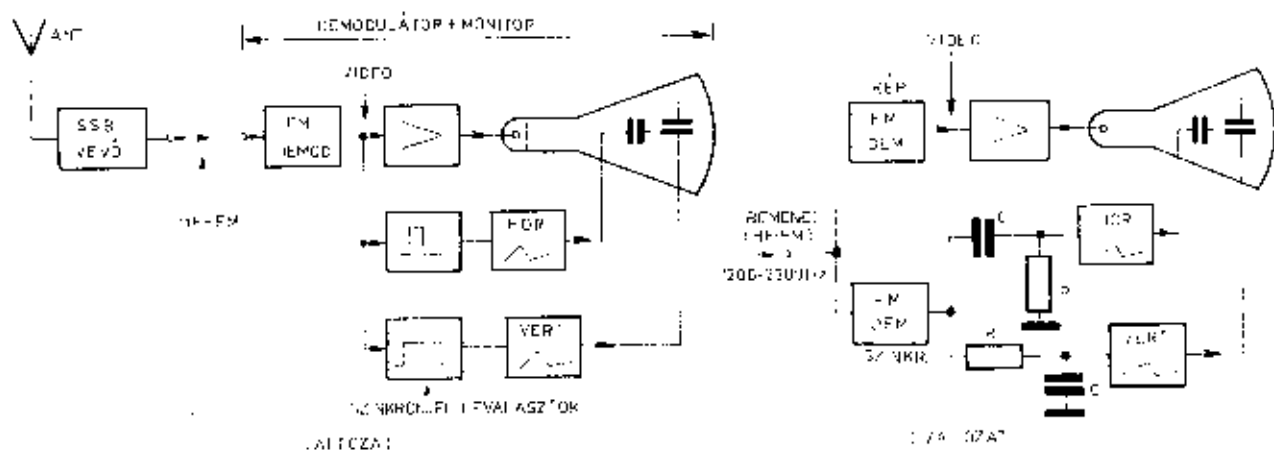
Az SSTV-kamera által szolgáltatott videojel frekvenciamodulációval kerül továbbításra. A videojellel egy hangfrekvenciás oszcillátor frekvenciáját vezéreljük (13.30. ábra), amelynek kimenetén a jelfrekvencia eltérése egy filtert értéktől (pl. 0 Hz-től) a videojel amplitúdójával lesz arányos. A hangfrekvenciás jel amplitúdója állandó, frekvenciája a videojel bizonyos jellemző értékeihez van rendelve (13.31. ábra):



13.31. ábra. Az SSTV videojelenek különböző jellemző szintjeihez rendelt HF segédvívó frekvenciák



13.32. ábra. Az adó VFO-jának valamelyik oszcillátora közvetlenül is modulálható az SSTV videojellel a szükséges FM löket létrehozására

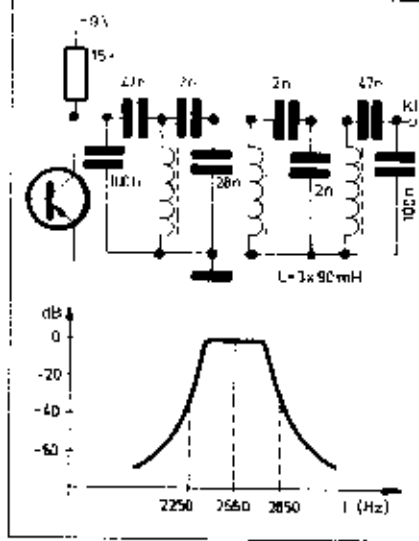


13.33. ábra. SSTV vevő-demodulátor és monitor elvi elrendezése

impulzusok összasadásából előáll az alapsávi jelkód.

A 13.25. ábra egy egyszerű felépítésű (HASFÉ típusú) vevőadaptert mutat. Egyszerűségénél fogva alkalmas arra, hogy bármely rövidhullámú vevőt kevés munkával alkalmassá tegyünk a távgépíró üzenetára.

Nagyobb gondot okoz a kislökötű (narrow shift) FSK-jel vétele. Ennek mindössze 170 Hz távolságra van a jel és a szünet hangfrekvenciája. Ennek következtében csak nagy meredekségű, többtagú szűrővel lehet eredményesen szétválasztani a jeleket. A keskeny lökötű előtérbe kerül az aluláteresztő és felüláteresztő rendszerű szűrőlánc alkalmazása, mint azt a 13.26. ábra mutatja. Az alul- és felüláteresztő szűrőkkel nyert az átviteli karakterisztika nagyobb élmerekedésű, mint az azonos elemzáramú sáv-szűrőké, vagy rezgőköröké. A keskenysávu FSK-nál a két vivő elhelyezhető a 2550 Hz-es szimmetrikusan is,



13.28. ábra. Vevő-adapter bemenetén alkalmazott hangfrekvenciás előszektor szűrője a kislökötű 170 Hz-es FSK vételére

azaz a jel-frekvencia 2465 Hz és a szünet-frekvencia 2635 Hz.

A 2550 Hz a nagylöketű FSK szűrőnek keresztelési frekvenciája – ahol már mindkét szűrőnek jelentős esilapítással kell rendelkeznie. Ez a (keresztelési frekvencia) választás azért előnyös a 170 Hz-es keskenysávu FSK-nál, mert egy ilyen frekvenciával rendelkező alul- és felüláteresztő szűrőkkel bíró vevőadapter átkapcsolás nélkül alkalmas mind a 170, mind a 350 Hz-es FSK-adás demodulálására.

Nagyjóságú körökkel felépíthető hangfrekvenciás diszkriminátor is, amely a 170 Hz lökötű jel demodulálására alkalmas (13.27. ábra). Ennek a megoldásnál azonban hangfrekvenciás előszekelők szükséges a megoldás fokozatokban. Hangfrekvenciás előszűrő kapcsolását és karakterisztikáját mutatja a 13.28. ábra. Egy ilyen szűrővel felépített előszekelők minden FSK-demodulátor előtt előnyös, amellyel 170 Hz-es kislökötű jelet vesznek.

Az amatőr televízió (SSTV)

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök

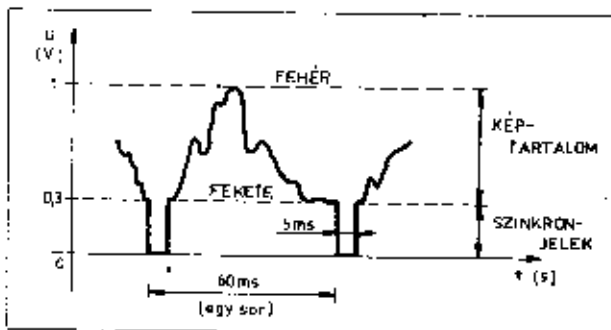
Az amatőr adóingedélyek a 430 MHz-es sávban és az ennél magasabb frekvenciájú sávokban megengedik a telovíziós jelekkel (A5) való forgalmazást. A magas frekvenciájú deciméteres és mikrohullámú amatőr sávok terjedési tulajdonságai azonban nagyon kedvezőtlenek és a forgalmazó állomások között feltétel a rádió. Így nagyobb távolságok áthidalására és DX-üzemek közötti lebonnyoltására nem alkalmasak.

Az amatőr leleményesség az 1950-es évek végén megalkotta azt a képátviteli rendszert, amely részben televízióknak nevezhető, mert képeket továbbít és keskeny sávzálessége következtében a hagyományos rövidhullámú sávokban is használható. A sávzálesség

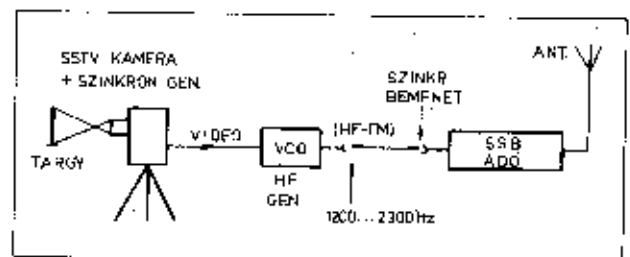
ság lecsökkentése a kép letapogatási sebességének lecsökkentésével előrhető. Innen ered az elterjedt megnevezése is: *Slow-scan Television* = SSTV, ami lassú letapogatású televíziót jelent. A letapogatási sebességnek nagymértvű lecsökkentésével azonban megszűnt a mozgóképek továbbításának lehetősége. A normál televízió 5...6 MHz-es video sávzálességével szemben az SSTV sávzálességét 3 kHz alá kellett lecsökkenteni, azért, hogy az adás ne igényeljen nagyobb sávzálességet, mint az SSB telefónia átvitel. A sávzálesség ilyen mértékű lecsökkentése következtében az SSB íónia adásra alkalmas amatőr adók egyben az SSTV jeleinek átvitelére is alkalmassá váltak.

Az SSTV, mint televízió, a normál TV-hez hasonlóan videojelet állít elő a felvevő kamerával, amely videojeleknek van egy „képtartalom” és egy „szinkronjel” tartománya. Ez a két jeltartomány a videojel amplitúdójával van egymástól elhatárolva. A 13.29. ábra egy SSTV videojel egy sorát mutatja.

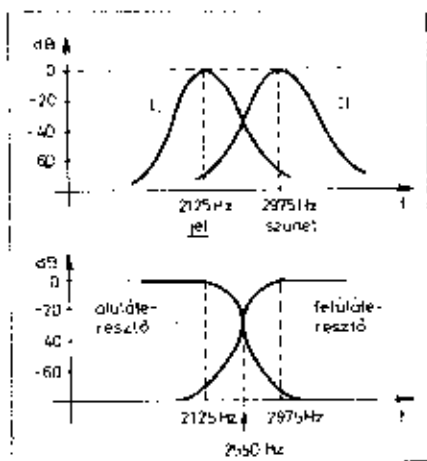
A sávzálesség lecsökkentésének érdekében mind a képátló frekvenciát, mind a sorátló frekvenciát le kellett csökkenteni. Megváltozott a képnézet a hagyományosan 4:3 arányról 1:1 arányra, mert ez a négyzetes formátum jobban illeszkedik a katódsugárcsővek körök arnyóójához. Az SSTV-nek, hasonlóan a „normál” TV-hez, kétféle specifikációs adatsora van, aszerint, hogy a hálózati frekvencia 50 Hz, vagy 60 Hz. Az OIRT (normál televízió és az SSTV kétféle változatának adatai a következők:



13.29. ábra. Az SSTV egyetlen sorának videojele



13.30. ábra. Az analógfrekvencia áttakító hozza létre a HF - FM jelet, amellyel meghajthatók az SSB-üzemű adókészülékek

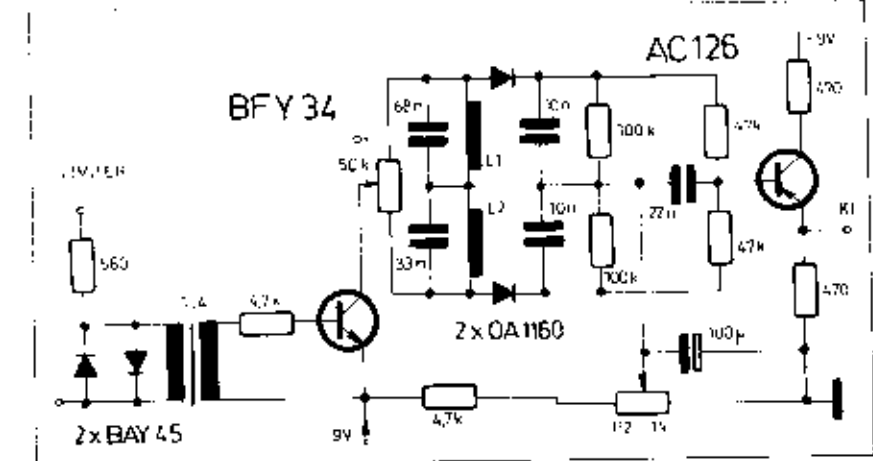


13.24. ábra. Sávszűrő (rezgőkör) típusú RTTY-szűrő (a) és „aluláteresztő-felüláteresztő” típusú szűrőrendszer (b) frekvencia karakterisztikája

amely az alapsávi jelkód létrehozását a vevőkészülék hangfrekvenciás fokozatai után valósítja meg.

Az amatőrök legnagyobb része olyan régebbi eredetű vevőkészüléssel rendelkezik, amelybe nem épített a gyár FSK-demodulátor egységet. Ezeknél a vevőknél egy FSK-demodulátor szükségessé merült fel, amely a készülék megbontása (sztruktúra) nélkül képezi a távgépíró kódjának létrehozására.

Ha egy normál – beat-oscillátorral rendelkező – vevővel vesszük az FSK-adást, akkor a billentyűzés ütemében változó hangmagasságú fütytyöt hallunk. Attól függően, hogy a beat-oscillátor frekvenciája hol helyezkedik el az FSK-jel két vívőjéhez képest, a kapott hangfrekvencia az 13.21. ábra szerint alakul. A kód „szünet” és „jel” szakaszának megfelelő hangfrekvenciás jelek egymástól

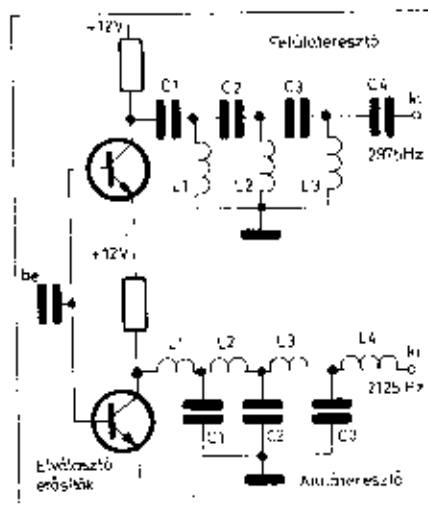


13.25. ábra. Két rezgőkört tartalmazó egyszerű vevő-alkapler kapcsolási rajza (H.A.É.F.E.)

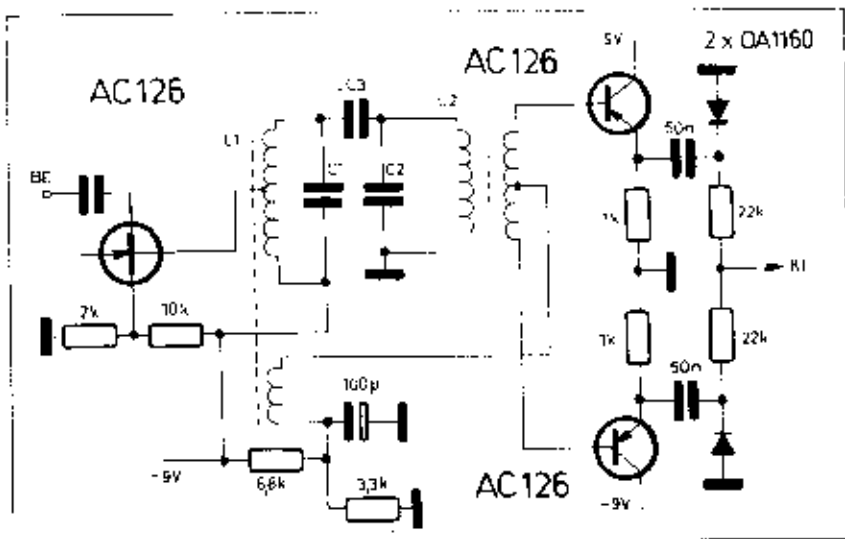
mindig löket-távolságra vannak. Így a készülék hangfrekvenciás kimenetén kettő hangfrekvenciás jel található, amelyek felváltva vannak jelen a távgépíró kódjának megfelelően. A két hangfrekvenciás jel közül az egyik akár „zérus” frekvenciájú is lehet (ha a beat-oscillátor jelo megegyezik az illető jel középfrekvenciás megfelelőjével).

A két egymástól eltérő frekvenciájú hangfrekvenciás jelszűrőkörökkel szétválasztható és egyenirányítás után visszanyerhető az alapsávi távgépíró kód. A vevőkészülék hangfrekvenciás kimenete és a távgépíró közé kapcsolt berendezést TU-egységnek nevezik az angol eredetű Terminal Unit kezdőbetűi alapján, amely kifejezés véggyeget jelent. Magyarul gyakran vevő-alkaplernek nevezik a TU-egységet. Egy vevőalkapler tömbvázlata látható

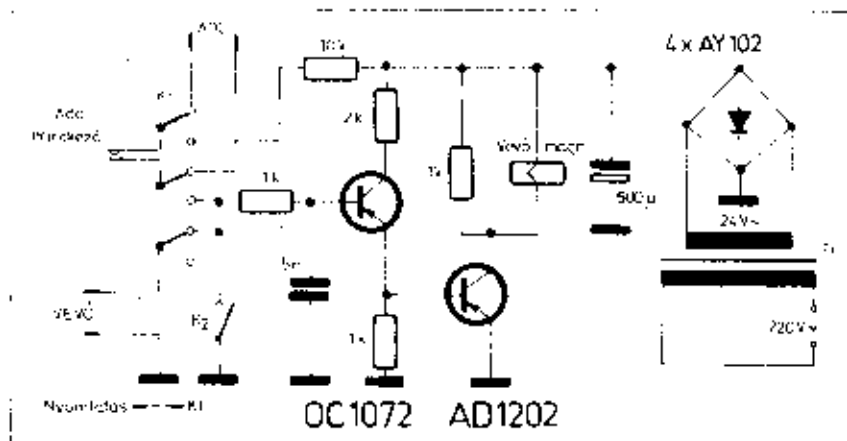
a 13.22. ábrán. A jó működéshez az szükséges, hogy a fokozatok lehetőleg államió amplitúdójú hangfrekvenciás jelet kapjanak. Erre a célra szolgál a beemeneten alkalmazott limiter (határoló) fokozat, amely rendszerint szilícium diódás végo áramkört tartalmaz, mint azt a 13.23. ábra példája mutatja. A hangfrekvenciás jel két szűrőt táplál, amely szűrők lehetnek sávszűrő (illetve rezgőkör) karakterisztikájúak, vagy alul- és felüláteresztő karakterisztikájúak (13.24. ábra). A 850 Hz löketű jelkód „jel” (mark) tartományához 2125 Hz-es, míg a „szünet” (space)-hez 2975 Hz-es hangfrekvencia tartozik. A szűrők után demodulátor következik – azaz egyenirányító – amely a 2125, illetve 2975 Hz-es hangfrekvenciás impulzusokból alapsávi („egyenáramú”) impulzusokat állít elő. A jel- és a szünet-



13.26. ábra. Aluláteresztő és felüláteresztő szűrőlánc az FSK jelek szétválasztására



13.27. ábra. Hangfrekvenciás diszkriminátor kapcsolási rajza tranzistorokkal és demodulátor-diódákkal



13.19. ábra. Vevőmágnes-erősítő áramkör, amely lehetővé teszi a vevő kis szintű kimenetét és a nagyáramú vevőmágnes ászakapcsolását. A K_1 kapcsolóval a tápegységű gép „rövidzárra” kapcsolható. A K_2 kapcsolóval a gép nyomtatása megszüntethető - pl. zavtró jelek esetén

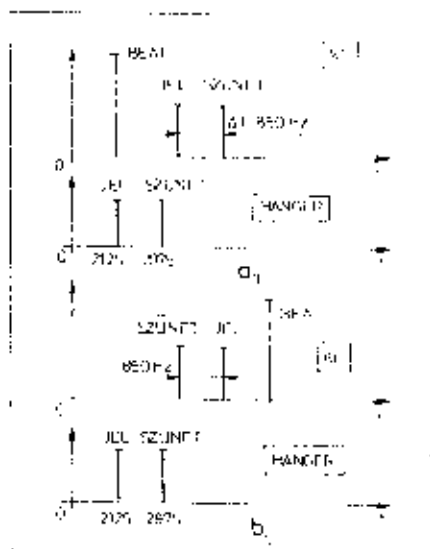
megvalósíthatók a jelenlegi LC-elemekkel. Még az 50–100 kHz-es KF-frekvencia esetén is problémát jelent a 170 Hz-es kisléptetű FSK-jel vétel, különösen akkor, ha QRM-et okozó adók vannak a vételi csatorna közelében. A 850 Hz-es léptetű adás vétele viszont üzembiztosan megvalósítható a fenti középfrekvenciájú diszkriminátorral.

A 13.17. ábra egy vevő diszkriminátort mutatja. A diszkriminátor demodulátor része földfüggetlen kikapcsolású és egy kapcsolóval bármelyik kivezetése földelhető. A kimeneti pontok csatolásával a kiadott kód impulzusainak polaritása felcserélhető és így mód van arra, hogy akár normál léptetű, akár fordított léptetű adás vehető legyen. A polaritás átkapcsolásával tulajdonképpen a diszkriminátor ka-

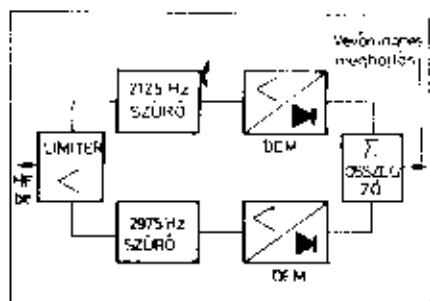
rakterisztikája fordítható meg a frekvencia függvényében (13.18. ábra).

A diszkriminátor által kiadott feszültség csak néhányszor 100 mV szintű és így nem elegendő ahhoz, hogy a gép vevőmágnesét közvetlenül működtesse. Szükség van egy egyenáramú erősítőre, amely a kb. 30 mA-es áramimpulzusokat előállítja. A 13.19. ábra egy vevőmágnes-erősítőt ábrázol a vele összekapcsolt lépegységrel. Ennek bemenetére már elegendő 20–50 mV szintű jelet adni az üzembiztos működéshez. A gépre szerelt vevőmágnes-erősítőt a 13.20. ábra mutatja.

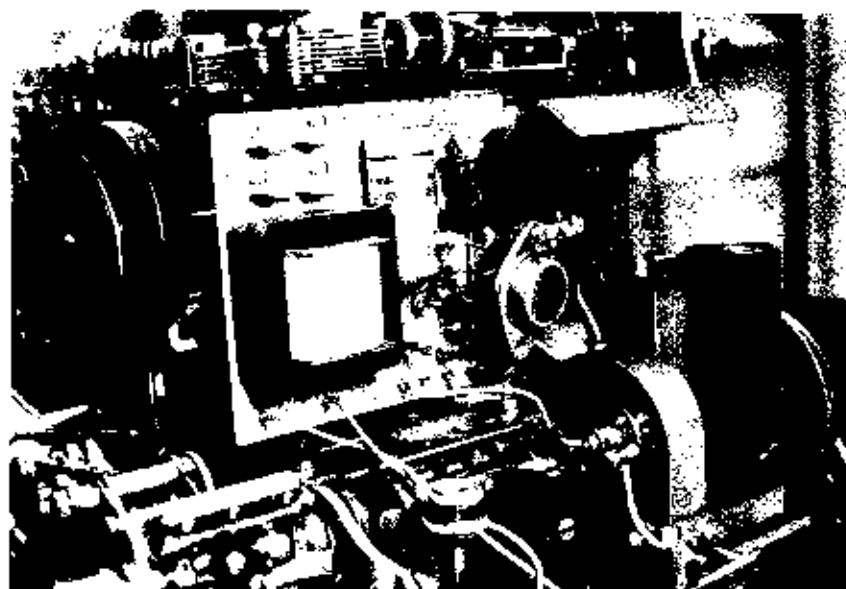
Az anatór lévgépi FSK, azaz frekvenciamodulált jele nemesak a vevőkészülék molsó középfrekvenciáján működő diszkriminátorral vehető, hanem más módszerrel is. A következőkben azt a vételi eljárást mutatjuk be,



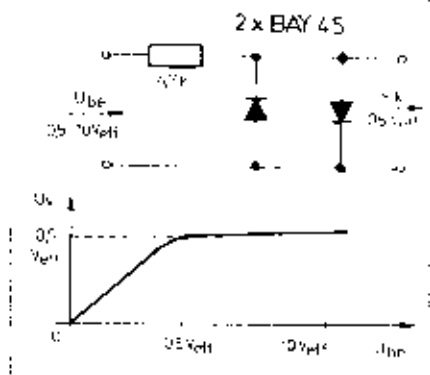
13.21. ábra. A beat-oszillátor frekvenciájának megválasztása. A KF-sáv alsó szélére kell állni a beat-frekvenciával, ha a KF-ra vonatkoztatott oldalsáv-helyzet „felső oldalsáv” (a) és a sáv felső szélére akkor, ha „alsó oldalsáv” (b)



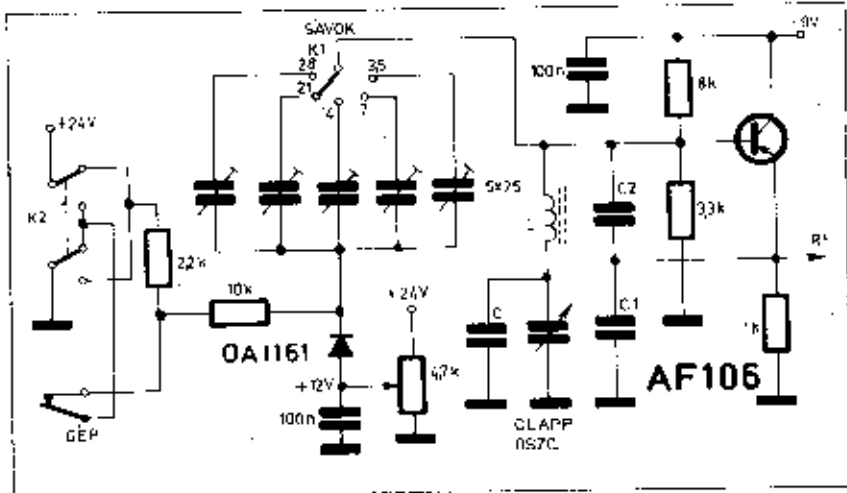
13.22. ábra. Egy PTTY vevő-adapter tömbvázlata



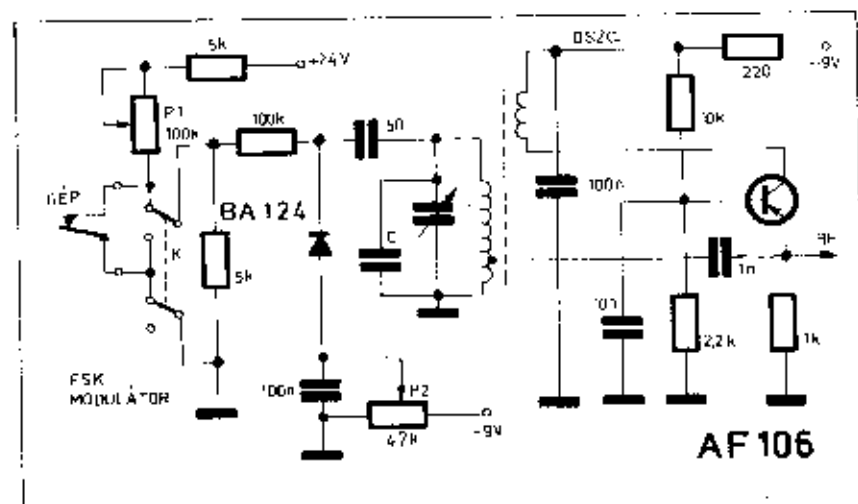
13.20. ábra. A vevőmágnes-erősítő áramkör egy Lorenz szabályító gépen



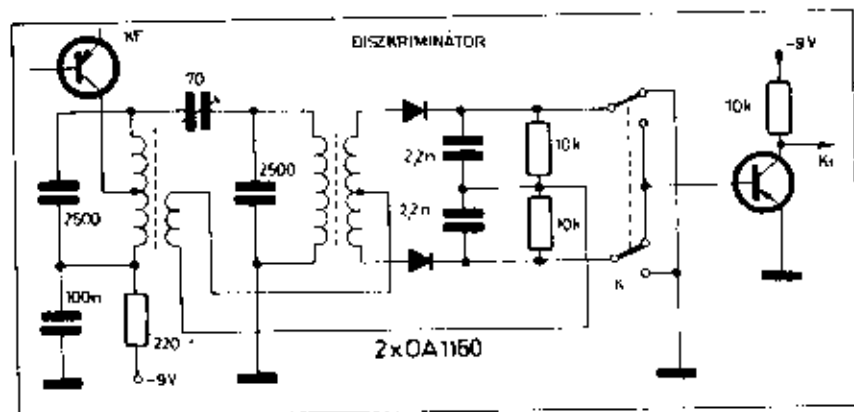
13.23. ábra. Gyakran alkalmazott diódás limiter áramkör szilícium diódákkal és a kapcsolás átviteli karakterisztikája (U_{ki}/U_{be})



13.15. ábra. FSK-modulátor kapcsoló üzemben működített diódával. A K₂ kapcsoló a löket irányját váltja



13.16. ábra. Varicap-diódás FSK-modulátor. A P₂ potenciómterrel a löket amplitúdója szabályozható, míg a P₁ a dióda munkapontjának a beállítására szolgál. A K kapcsolóval a löket iránya váltható



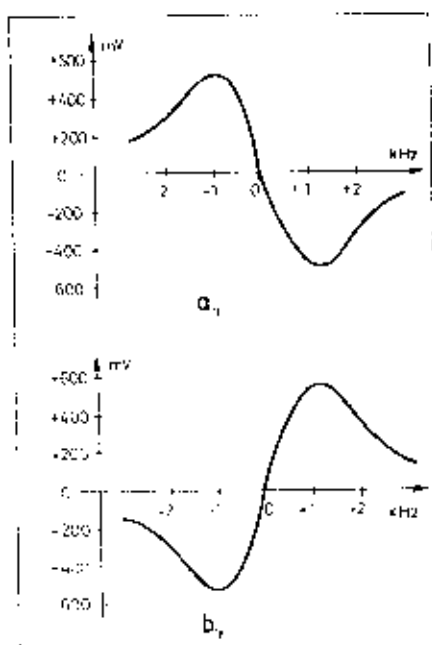
13.17. ábra. 100 kHz-en működő diszkriminátor, a vevőkészülék FSK-demodulátorra. A kimeneti tranzisztort az impulzusok meredekségét növelti

tenni. Az 5 potenciómter helyett esetleg egy is alkalmazható, de azt frekvenciálöketben kalibrált skálával kell ellátni, sávonként külön-külön skálát alkalmazva. Úgyelni kell arra, hogy a gép billentyűző kontaktusához vezető kábel árnyékolva legyen, mert egy esetleg felvett brummfeszültség bűgű frekvencia-modulációt okoz.

A 13.13., 15. és 16. ábrákon bemutatott kapcsolások olyan adóknál is alkalmazhatók, amelyek VEX gerjesztő egységgel rendelkeznek és így a vívő-frekvenciát vagy ennek valamelyik hányadát egy kristályoszillátor és egy szabadonfutó, hangolt LC-oscillátor frekvenciájának a kombinációjából hozzák létre. Ezeknél az FSK-modulátor az LC-oscillátorra csatlakozik.

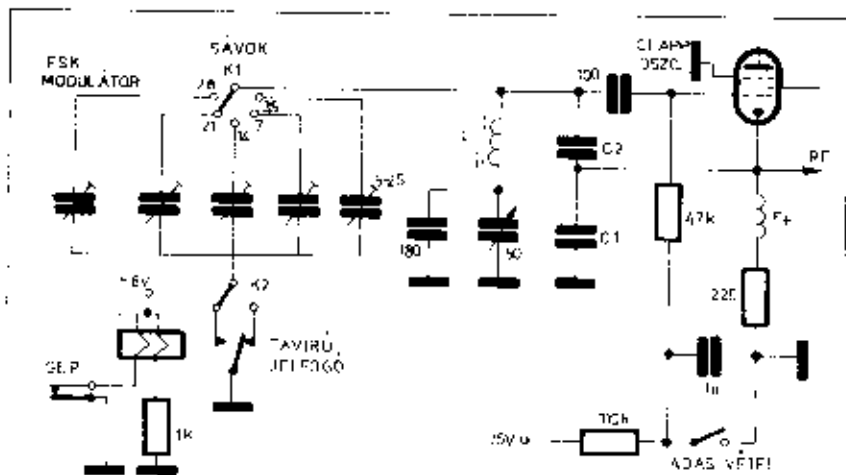
Az FSK-jel vétele

Mivel az FSK-jel frekvencia-modulált, ugyanazzal a módszerrel demodulálható, mint az URIT-FM jel. Olyan



13.18. ábra. A diszkriminátor kimeneti pontjainak megcserélésével a kizártságjel alakja megfordul. Így lehetővé válik normál és fordított löketű adás vétele

diszkriminátort vagy aránydetektort kell szerkeszteni, amely 850, illetve 170 Hz-es frekvenciálöketre elegendően nagy amplitúdójú egyenfeszültség-szintet hoz létre. Egy ilyen diszkriminátor csak egészen alacsony KF-frekvencián valósítható meg. A kétszertranszponált vevők közül csak azokat érdemes FSK-diszkriminátorral kiegészíteni, amelyeknek utolsó KF-frekvenciája 50 - 100 kHz. Eknél magasabb rezgésszámú KF esetén olyan nagyszámú rezgőkörök volnának szükségesek a diszkriminátor sáv-szűrőjében, amelyek nem lennének



13.13. ábra. FSK-modulátor távirójelfogóval. A K_1 kapcsolóval a löket iránya; az oldalsáv váltható

Az FSK-jel előállítása

Az egyszerű amatőr adók egyetlen oszcillátorral dolgoznak, mely oszcillátor a vívőfrekvenciának valamely kerek számú hányadosán dolgozik, rendszerin 1,75 vagy 3,5 MHz-en. Ezen oszcillátorral kell a frekvenciát létrehozni, vagy a rezgőköri induktivitásnak vagy a kapacitásnak a távgepíró impulzusai szerinti megváltoztatásával. Az oszcillátornak nemcsak a nyugalmi frekvenciája, hanem az itt létrehozott lökete is az adó sokszorozási számával növekszik.

Például egy 1,75 MHz-es oszcillátorral dolgozó adót a 14 MHz-es sávban üzemeltetve a sokszorozási szám:

$$n = \frac{14}{1,75} = 8.$$

Mivel a kisugárzott vívőfrekvencián a szükséges FSK löket 850 Hz, (vagy 170 Hz) ezért az oszcillátor körében csak

$$\frac{850}{8} = 106,25 \text{ Hz-es}$$

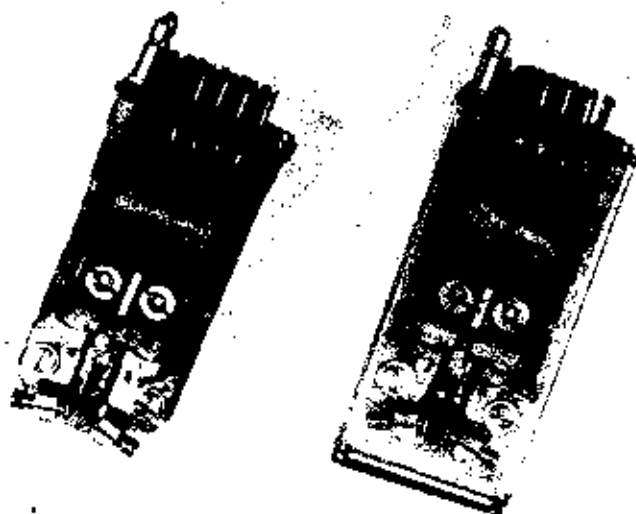
löklet-amplitúdót kell létrehozni. Mint látjuk, ez 1,75 MHz-en nagyon kicsiny frekvenciaváltozás és még kisebb – mindössze 21 Hz-es – löklet-amplitúdóra van szükség a keskenysávú 170 Hz-es FSK esetén. Az adó stabili-

tásának a QSO teljes ideje alatt olyan jónak kell lenni, hogy a vívőfrekvencián az instabilitásból eredő frekvenciacsúszás a 850 vagy a 170 Hz-es lökletnek legfeljebb 5–10%-a lehet. Ennél nagyobb frekvenciaváltozások esetén a vívőállomásra könnytelen vétel közben folyton utánhangolni, ami zövegkieséseket eredményezhet. Az 5–10%-os megengedett, instabilitásból eredő frekvenciacsúszás a példakénti 1,75 MHz-es oszcillátorra vonatkoztatva legfeljebb 5,5–11, illetve 1–2 Hz-et jelent a QSO teljes időtartama (kb. 10–20 perc) alatt. Ebből a szükséges nagyfokú frekvenciastabilitásból az következők, hogy csak azon adókat érdemes FSK-üzemre átalakítani, amelyek ezt a nehezen megvalósítható követelményt teljesíteni tudják.

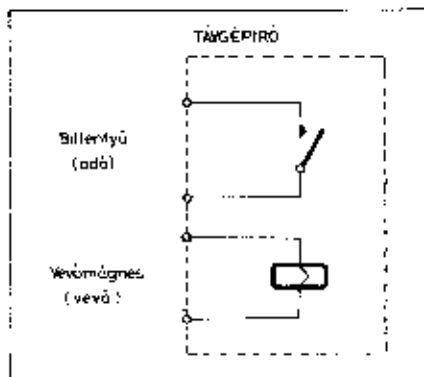
Az FSK-nak egy hagyományos kapcsolástechnikai megoldását mutatja a 13.13. ábra. A távirójelfogó az oszcillátor rezgőkörére változtatható kapacitású trimmereket kapcsol. Ezekkel a trimmerekkal beállítható a sávokon a megfelelő FSK-frekvenciákat. Azért van szükség annyi trimmerre, ahány amatőr-sávban kívánjuk alkalmazni a távgepíró, mert a sávonként változó sokszorozási szám (n) következtében az oszcillátornak mindig más és más lökettel kell dolgoznia. Legkisebb az oszcillátor lökete a 28 MHz-es sávban. A morze- (váltó-) kontaktussal bíró jelfogónál mód van arra, hogy az alsó és felső oldalsávot egyszerűen váltani lehessen a jelfogó álló kontaktusainak választásával. Jelfogóként csak a távirótechnikában alkalmazott úgynevezett távirójelfogó felel meg, mert csak ez a típus tudja követni a távgepíró jelkódjainak 22,5 Hz-es ismétlődési frekvenciáját. Így ilyen közismert jelfogó képét mutatja a 13.14. ábra.

Korszerű FSK-megoldást mutat a 13.15. ábra. Ennél a trimmereket kapcsolású nem mechanikus jelfogó végzi, hanem egy dióda, amely úgynevezett kapcsoló üzemban működik. Az áramkörben a dióda vagy vezet, vagy le van zárva, és csak mint kapcsoló vesz részt a működésben. A dióda nyitott vagy zárt állapotát a távgepíró gép billentyűző érintkezői váltják ki azáltal, hogy a diódára egy, a nagyfrekvenciás jelamplitúdóhoz képest sokszorta nagyobb lezárt jelüt adnak, vagy egy relatív nagy árammal a diódát erősen vezetésho viszik. A sávonkénti löklet beállítás annál a kapcsolónál is trimmerekkal történik. A dióda nagyfrekvenciás demodulátor-dióda, amelynek lezárt állapotban kicsiny a kapacitása. Célzerű a diódát tápláló feszültség stabilizálása.

A 13.16. ábrán egy varicap-diódával megvalósított FSK-modulátort mutatunk be. A működés azon alapszik, hogy a varicap-dióda kapacitása a ráhelyezett egyenfeszültség függvényében változik. Ezáltal lehetővé válik a szabványos lökletet beállító nagyfrekvenciás körbe helyezett trimmereket elhagyása. Helyettük a diódára adott vezérlő feszültség szintjét (egyenfeszültség) kell sávonként beállíthatóvá



13.14. ábra. Györeműködésű távirójelfogók (Siemens)



13.10. ábra. A távgepirő elektromos csatlakozásai

továbbítják az ellenállomáshoz. A gépet tehát valamilyen módon össze kell kötni az adóval. A távgepirő alapsávi jelkódja többféle modulációs mód szerint vihető át a nagyfrekvenciás vívré. A legegyszerűbb eljárás az, hogy a gép mint egy morze-bíllentyű, egyszerűen bíllentyűzi az adót és a kiugrázott nagyfrekvenciás jel hol fennáll, hol megszűnik a bíllentyűzés szerint, az egyszerű CW-adáshoz hasonlóan.

Egy másik megoldás az, hogy az adót modulált táviró üzemmódban (A2) járattuk és a moduláló jelet bíllentyűzi a gép.

Bizonyos adótechnikai előnyök miatt a funti két eljárás helyett a távgepirő jeleinek átviteléhez az úgynevezett FSK-adást alkalmazzák. Az FSK betűk az angol nyelvből származó „Frequency Shift Keying” (frekvencia-eltolódás bíllentyűzés) meghatározásból adódnak. Ez a modulációs eljárás tulajdonképpen a frekvencia-modulációnak a távirótechnikában való alkalmazását jelenti, amennyiben a bíllentyűzés ütemében az adó frekvenciája két adott érték között eszik, azaz azaz, hogy a bíllentyűn folyik-e áram vagy sem. Az adót tehát ennek megfelelően frekvencia-modulációra alkalmassá kell tenni, amely frekvencia-moduláció csak az oszcillátor körében történhet. Nagytejesítmenyű hivatalos adóknál (10 – 100 kW) az FSK-nak az az előnye, hogy a bíllentyűzés ütemében nincsenek hatalmas áramváltozások a oszkek anódkörében, mint például a közönséges CW-üzemmód esetén. A kiugrázott teljesítmény az adás alatt mindig állandó, csupán a frekvencia változik bizonyos relatív kicsiny értékkel. Mivel a hivatalos adóállomások FSK-val dolgoznak (nemcsak RTTY, hanem CW-üzem esetén is), ezért az amatőrök is ezt az üzemmódot használják a távgepirő összeállításánál.

Az FSK-üzemmód, mint frekvencia-moduláció, a lökettel jellemezhető. Ez a löket megmondja azt, hogy a bíllentyű zárt és nyitott helyzetéhez tartozó vívréfrekvenciák között mekkora a frekvenciában mért különbség. A 13.12. ábrán felrajzoltuk az FSK frekvenciadiagramját. A löket a mini-

mális és a maximális frekvenciák közötti különbség (Δf).

Attól függően, hogy a szünet-áramú távgepirő jele milyen irányban változtatja meg a vívré frekvenciáját, beszélhetünk alsó és felső oldalsávi átvitelről. Ebben az esetben oldalsávi (oldal-frekvencia) alatt azt a frekvenciát értjük, amelyik a kód „jel” (mark) értékéhez van rendelve. A gép nyugalmi állapotában a bíllentyű zárva van és ehhez a bíllentyű-álláshoz tartozó frekvencia az oldalsávi frekvenciája. A gép bíllentyűjének nyitott állapotához tartozik a vívréfrekvencia. Az RTTY jelátvitelre ugyanazok a megszokott szabványok érvényesek, mint az SSB-adásra, amennyiben a 3,5 MHz-es és a 7 MHz-es sávokban alsó oldalsávi, míg a 14, 21 és 28 MHz-es sávokban a felső oldalsávi modulációt kell alkalmazni. Abban az esetben, ha a löket iránya megegyezik az illető amatőrsávban megszokott SSB-adás oldalsávi-helyzetével, akkor „normál löket”-ről, míg ha az ellentétes, akkor „fordított löket”-ről beszélünk.

Az RTTY-üzemmódban dolgozó amatőrök nem dolgozhatnak a sávon belül tetszőleges helyen, mert ez esetleg zavarná vagy a CW-üzemmódban, vagy a fónia üzemmódban dolgozókat. Az RTTY-FSK adók az amatőrsávok táviró-részének felső szakaszán dolgozhatnak 20 kHz széles tartományban. Az egyes RTTY sávok az amatőrsávokon belül a következők:

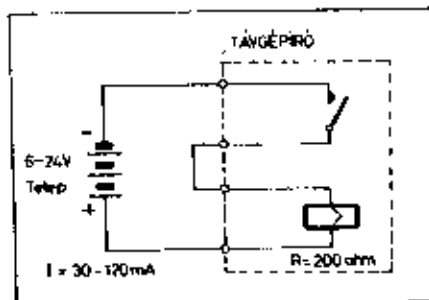
- 3,5 MHz-es sáv 3600 – 3630 kHz
- 7 MHz-es sáv 7030 – 7060 kHz
- 14 MHz-es sáv 14080 – 14100 kHz
- 21 MHz-es sáv 21080 – 21100 kHz
- 28 MHz-es sáv 28080 – 28100 kHz

Sajnos, ezeket a frekvenciákat a távirózó amatőrök rendszerint nem tartják tiszteltetben és nagy QRM-et okoznak a RTTY-állomásoknak.

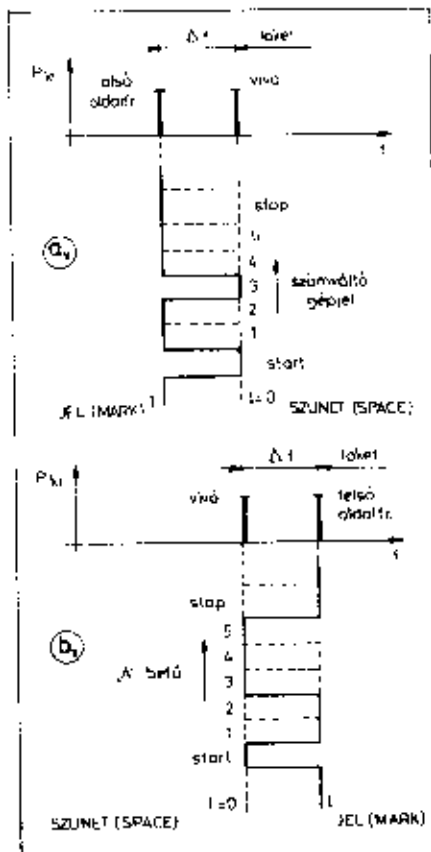
Az RTTY-FSK üzemmódban a löket nagysága megállított értékű. Kétféle löket használatos:

nagylöketű üzem: 850 Hz (Wide shift),
kislöketű üzem: 170 Hz (Narrow shift).

A 850 Hz-es löket nagyon könnyen demodulálható a vevőkészülékekkel



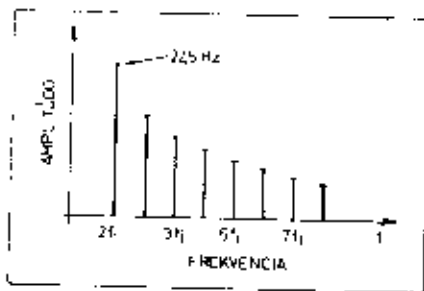
13.11. ábra. A „rövidzártban” működő távgepirő vevő-egység saját állását veszti



13.12. ábra. RTTY-FSK adás alsó oldalsávi (a) és felső oldalsávi (b) üzemből. A gép bíllentyűkörének megszokott állapotához tartozik a vívréfrekvencia. Az adó nyugalmi állapotban levő géppel mindig oldalsávi frekvenciáját sugározza (szünetáramú üzemmód)

akár diszkriminátorral, akár egyszerűbb felépítésű hangfrekvenciás szűrőkkel, de a sávban aránylag nagy helyet foglal és csak a löketnek megfelelő nagy sávzszélességű vevővel vehető a jel. A kislöketű üzem 170 Hz-es lökete csak bonyolult felépítésű hangfrekvenciás szűrőkkel vehető, de helyfoglalása sokkal kisebb a sávban és a vevőkészülék aláír a CW-vételre alkalmas kristályszűrővel is üzemelhet. Ennek megfelelően az állomások egymást kevésbé zavarják, és a vevő kiemenetén megjelenő löketerő zavarok is kisebbek. Az adók oszcillátorában alkalmazott FSK frekvencia-modulátor mindkét löketezésességgel beállítására alkalmas, sok esetben átkapcsolható.

Az FSK-adás tulajdonképpen frekvencia-moduláció, impulzusalakú jelekre értelmezve. Ennek megfelelően ez a moduláció csak az adókészülék oszcillátor-fokozatában állítható elő. Az FSK létrehozása kristályvezérelt adóknál gyakorlatilag nem valósítható meg, bár léteznek olyan kristályok is, amelyek „hagyják magukat” modulálni. Az amatőr adók kivétel nélkül frekvenciában hangolhatók és így tartalmaznak szabadonfutó (LC-) oszcillátort, melynek FSK-modulációja könnyen megvalósítható.



13.7. ábra. A távgépiró jelének spektrum eloszlása első közelítésben

venőjának az 5-10-ezeresét is át kell vinni azon a láncon, ami az adó- és a vevőkészülékek (gépek) között helyezkedik el. A szükséges sávzároltság első közelítésben 110-220 Hz. Ez az alapsávi sávzároltság kb. azonos a CW-üzemmód alapsávi sávzároltságával (a billentyű körében) egy aránylag nagyságosságú közeli adás esetén.

A távgépiró rendszer és a gép ellenőrzésére az R és Y betűket használják, mert ezen két betű jelkódja veszi legjobban igénybe az átviteli láncot és a gép nyomtató mechanizmusát. Szükség van azonban a gép adóoldali mechanizmusának ellenőrzésére is és itt most csak a távgépiró gép mechanikus adóegységét értjük. Ennek ellenőrzésére nem elegendő az R és Y betűk adása, mert bizonyos szerkezeti elemek kopottságától függően esetleg valamelyik betű vagy betűk hibás jelkóddal kerülnek továbbításra. A gép mechanizmusának ellenőrzésére a billentyűzet minden betűjét, illetve frásjelét ellenőrizni kell. Ez történhet ugyan az ABC betűinek folyamatos leadásával is, de helyette egy olyan mondatot használnak az ellenőrzésre, amelynek értelme is van, és így könnyen megjegyezhető. Ez az angol szövegű mondat így hangzik:

QUICK BROWN FOX JUMPS OVER THE LAZY DOG

Ebben a mondatban minden betű szerepel, ami a távgépiróval leadható. A néhány fennmaradó szám-, illetve frásjel és gépműködési jel ellenőrzésére ez után a mondat után le szokták adni a teljes számsort 1-től 0-ig és az frásjelket. Az ellenőrző mondat magyar értelme: „fürgé barna róka átugorja a lusta kutyát.” Az „RY” és ez a szöveg gyakran vehető azoknál az adóállomásoknál, amelyek indulás előtt ellenőrzik berendezésüket.

A gép elektromos csatlakozása

A távgépiró gép mechanikus ismeretetésébe nem bonyolódunk bele, mert típusonként nagyon eltérő ismeretést kellene adnunk, és különben is a gépet az amatőr nem maga építi, mint például az adót vagy a vevőt. Szükség van azonban a gép elektromos csatlakozásáról beszélni, mert ennek hiányában nem tudjuk összekapcsolni a gépet az adóval vagy a vevővel.

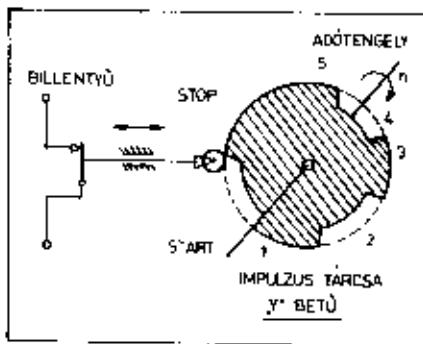
A gép mechanikus adóegysége alakítja ki a jelkód-impulzusokat annak megfelelően, hogy milyen betűt nyomtak le a billentyűzeten. A jelkód adása a morza-billentyűnek megfelelő érintkezőpárral történik, amelynek az egyszerű magyarázatához szükséges rajzát a 13.8. ábra mutatja. A gép nyugalmi állapotában az érintkezőpár zárva van a „szüntáramú” rendszernek megfelelően. A billentyű lenyomása kiváltja az impulzus-tárcsa forgását, amely tárcsának a fogazatai a jelkód szerint billentyűzik az érintkezőpárt. Az impulzus-tárcsának 165 millisekundum alatt kell körbefordulnia és kiindulási helyzetében megállnia. A tárcsát forgató „adótengety” fordulatszáma ebből a körbefordulási időből számítva:

$$n_{ad} \approx 364 \text{ ford/perc}$$

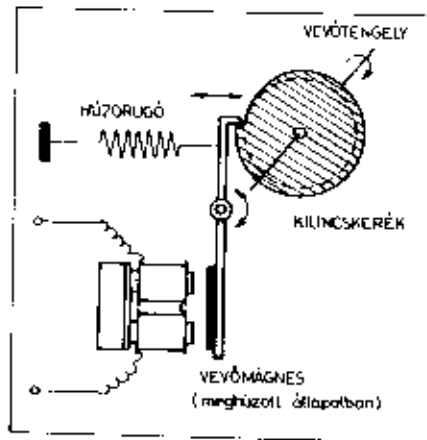
A 13.8. ábra szerint minden egyes jelkódnak egy-egy külön tárcsa felel meg és ezeket a billentyűkkel lehetne aktiválni. Mivel ez nagyon bonyolult rendszert eredményezne, azért nem a teljes jelkódnak van egy-egy impulzustárcsájuk, hanem az egyes elemi jeleknek és így a tárcsák száma 6-ra csökkenthető (a start és stop impulzusok tárcsája közt). Ennek megfelelően a jelkódot a valóságban 6 tárcsa és 6 érintkezőpár alakítja ki. A tárcsákon csak egy bevágás van, de ezek a bevágások egymáshoz képest el vannak tolvva. A billentyű lenyomása indítja a 6 tárcsa közös adótengetyét és a billentyű mechanizmusa a megfelelő kontaktpárokat aktiválja a szükséges jelkódnak megfelelően.

Az egy érpáron kiadott jelkód szempontjából elegendő úgy értelmeznünk a gép adóegységét, mintha csak egyetlen érintkezőpárral rendelkezne.

A gép vevőegysége az adórésztől teljesen független mind elektromos, mind mechanikus szempontból. Legfeljebb a mindkét részt meghajtó elektromotort tekinthetjük közös egységnek. Mivel az adó- és a vevőréz egymástól független, azért létezhet olyan üzemi állapot is, hogy a vevő éppen valamilyen szöveget vesz fel és ezzel



13.8. ábra. A távgépiró készülék adórésztének működését magyarázó ábra. A valóságban a kódokat nem egy, hanem hat impulzustárcsa adja



13.9. ábra. A távgépiró készülék vevő részének indítását a vevőmagnes végezi azáltal, hogy a start-impulzus hatására elenged. A kilincskerék csúszó tengelykapcsolóval csatlakozik a hajtómotorhoz

egy időben az adó egy egészen más szöveget ad (duplex üzem).

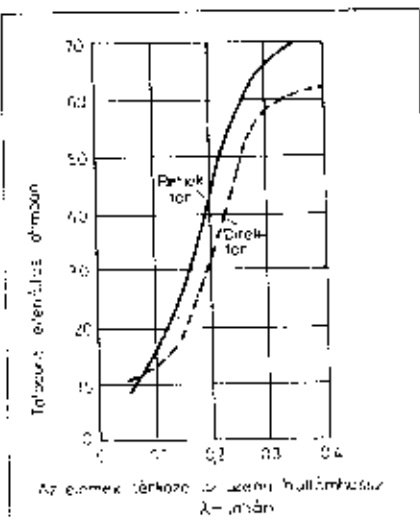
A gép mechanikus vevőegysége a jelkódok dekódolására szolgál és a dekódolás után kinyomatja a betűt. A két vezetékkel álló érpáron érkező elektromos jelkódot egy elektromágnes alakítja át mechanikus jelkóddá. A vevőegység indítása (szinkronizálás) a start-impulzussal történik, amit vázlatosan a 13.9. ábra szemléltet. A vevőmagnes elengedésekor (start-impulzus) az arretált kilincskerék forgásnak indul. A kilincskeréket a motorral csúszó tengelykapcsoló (friekós kuplung) köti össze, amely nyugalmi állapotban állandóan csúszik (olajos file).

A vevőréz tehát elektromosan csupán egyetlen elektromágneset tartalmaz, amit „vevőmagnesnek” hívnak. Ez a vevőmagnes a jelkódokhoz hasonlóan működik, amennyiben egy az átfolyó áram hatására elmozduló horgonya van és ezen horgony elmozdulása az elektromos jelkódnak megfelelő.

A vevőmagnes ellenállása a postai vonalrendszerhez igazodik és értéke 200 ohm. Meghúzatásához 30-60 mA minimális áram szükséges és így a tápfeszültség 6-12 V, vagy ennél nagyobb. A távgépiró gép elektromos csatlakoztatás szerinti kapcsolási rajzát a 13.10. ábra mutatja. A gép adó- és vevőegységének egymással való kipróbálása úgynevezett „rövidzárlat” (closed circuit) történik, amelyen az adó-billentyű és a vevőmagnes a 13.11. ábra szerint van összekapcsolva. Egyes gépeken ez a vizsgálati üzemmód egy kapcsolóval bármikor létrehozható. Ilyen kapcsolásnál a leadott szöveget, mint egy írógép, azonnal kiírja.

Az RTTY-jelek átvitele nagyfrekvencián

Az amatőr forgalomban a géptávíró jelait nagyfrekvencián kiugározva

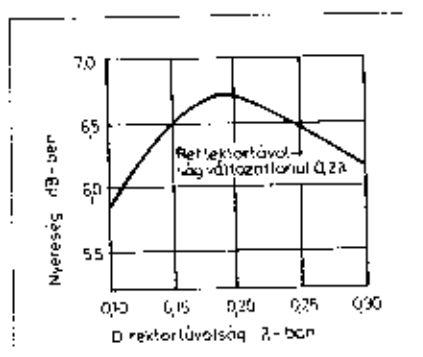


15.50. ábra. A reflektorral vagy direktorral ellátott félhullámú dipól talpponti ellenállása a parazita elem távolságának függvényében

ságra azonos talajszint feletti magasságban, elhelyezünk egy táplálás nélküli kb. fél hullámhossznyi szekundár, vagy más elnevezéssel parazita sugárzót. A közvetlen táplálás nélküli (parazita) antennaelem indukzív fáziseltolás hatására mint reflektor, kapacitív fáziseltolás hatására pedig mint direktor működik. A reflektor hosszabb, a direktor rövidebb a táplált antennaelemnél.

A fő sugárzási irányban elért teljesítménynövekedés mértéke attól függ, hogy milyen távol van a szekundár (másodlagos) sugárzó a táplált antennaelemtől. Ha a reflektor-hangolású parazita elem $0,23 \lambda$ távolságra van a táplált elemtől, kb. 4 dB az antennanyereség a félhullámú dipólra vonatkoztatva. $0,11 \lambda$ távolságban elhelyezett direktor-hangolású elem esetében 4,3 dB az elérhető maximális antennanyereség.

Rövidhullámú többnyire direktor-hangolású a kételmes sugárzó parazita eleme (a két elem kisebb távolsága miatt).

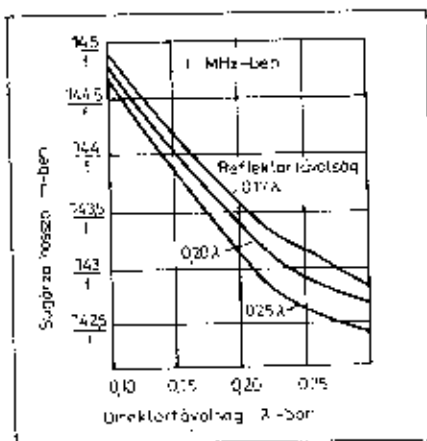


15.51. ábra. Háromelemes Yagi-antenna nyeresége a direktor távolságának függvényében, változatlan $(0,22)$ reflektor-távolság mellett

A parazita elemek hossza (akár direktor, akár reflektor) a táplált antennaelemtől számított távolság függvénye, amely visszahat a táplált elem talpponti ellenállásának alakulására. A 15.48. ábra a reflektor hossza és távolsága közötti összefüggést, a 15.49. ábra a direktor hossza és távolsága közötti összefüggést ábrázolja. A 15.50. ábra pedig a reflektorral vagy direktorral csatolt félhullámú dipól talpponti ellenállásának alakulását szemlélteti a parazita elemek távolságának függvényében.

A háromelemes Yagi-antennával gyakorlatilag elérhető antennanyereség 7-8 dB. A 15.51. ábra a háromelemes Yagival elérhető nyereséget szemlélteti, különböző direktor-távolságokkal, változatlan $(0,22)$ reflektortávolság esetében.

Az optimálisan méretezett Yagi-antennánál nemcsak a parazita elemek távolságát és hosszát kell megfelelően beállítani, hanem a táplált elem rezonanciahosszát is módosítani kell. A 15.52. ábra a táplált elem optimális hosszát ábrázolja a reflektor- és direktor-távolság függvényében.



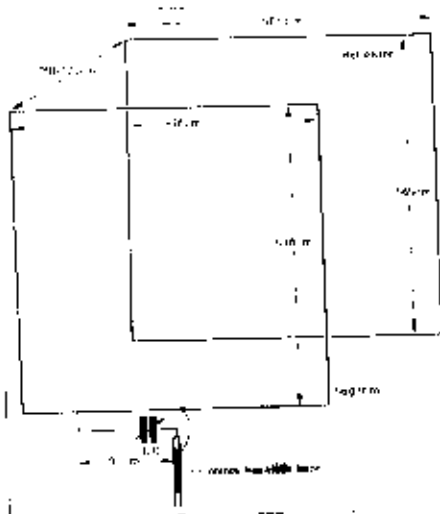
15.52. ábra. Háromelemes Yagi-antenna táplált elemének hossza, a direktor és a reflektor távolságának függvényében

Kételemes irányított, vízszintes polarizált egysávos sugárzók

Az irányított sugárzó egy táplált elemet és egy parazita, direktor-hangolású elemet tartalmaz. A 7, 14, 21 és 28 MHz-re méretezett kételemes beamek méretezési adatait a 15.1. táblázat tartalmazza.

15.1. táblázat. Kételemes antennák adatai

Antatőrész	40 m	30 m	15 m	10 m	10 m távirrész	10 m távirrész
Rezonancia-frekvencia	7050 kHz	14150 kHz	21200 kHz	28500 kHz	28100 kHz	28000 kHz
Sugárzóhossz	20,53 m	10,24 m	6,68 m	5,03 m	5,16 m	4,95 m
Direktorhossz	19,37 m	9,66 m	6,34 m	4,66 m	4,80 m	4,58 m
8-10 távolság	5,18 m	2,59 m	1,70 m	1,28 m	1,31 m	1,26 m
Anyagátmérő	50 mm	15-40 mm	25 mm	35-40 mm	25 mm	30-40 mm
Sugárzási ellenállás	18 ohm	18 ohm	18 ohm	20 ohm	18 ohm	20 ohm



15.53. ábra. Cubical-quad antenna 14,1 MHz-re

A sugárzó vízszintes nyílásszöge: 75°
Függőleges nyílásszöge: 130°
A közölt adatok pontos betartásával kb. 4 dB antennanyereség érhető el. Az antenna hátrasugárzási oszillációja (a nem kívánt jelek elnyomása: 7-15 dB. A várható SWR-érték 1,3-1,7 között van.

A sugárzó a talaj fölött legalább fél hullámhossz magasságban kell elhelyezni. Fél hullámhossznál kisebb magasságban - a földkapacitása miatt - az antenna rezonancia-frekvenciája kisebb lesz. Az antennaelem csőátmérője a rezonancia-frekvenciát is és a sávzároltságot is befolyásolja. Vékonnyabb csőből készített elemeket kisebb hosszabbítani kell, de ezáltal kisebb lesz az antenna sávzároltsága. Nagyobb csőátmérő esetén rövidebb lesz az elemhossz és nagyobb lesz a sávzároltság. Ezt csak akkor kell figyelembe venni, ha a felfeszített csőátmérő legalább 50%-kal eltér a megadott értékektől.

Háromelemes Yagi

A sugárzási tulajdonságok további javítása érdekében még egy parazita elemmel, ezáltal egy reflektorral egészítjük ki a kételemes sugárzót.

A 15.2. táblázat a háromelemes yagi méreteit tartalmazza 14, 21 és 28 MHz-re.

Ötsávos függőleges antenna

Függőleges körsugárzó antennát ábrázol a 15.46. ábra. A sugárzó hossza 760 cm. Radiólokát nem kell alkalmazni ennél az antennatípussal. Az illesztőkör közvetlenül földpotenciálra kerül. Előnyös megoldás, hogy mind az öt sávon kis helyigényvel megoldható a sugárzás. Hátránya, hogy minden egyes sávon be kell állítani a talppontban a megfelelő illesztési értékeket. Ez az antennatípus közismert, több évtizede alkalmazzák, de egyszerűségénél fogva napjainkban is újra „felfedezik”.

Ismeretes (különösen mobil üzemben) olyan módosított változat is, amelyben a sugárzó csak 2–3 méter hosszúságú. A sugárzó és a táplálék csatlakoztatási pontjait az „L” tekercsen SWR-mérővel kísérletileg kell meghatározni. A 80 és 40 méteren szükséges lehet a 150 pF kapacitású kondenzátor használata. Az L tekercs elkészítésre nagy gondot kell fordítani, törekedve a legkisebb veszteségre.

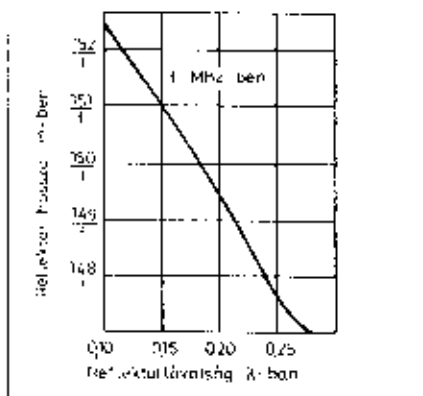
Párhuzamos elrendezésű többsávos vertikális körsugárzó

A párhuzamos többsávos dipólhoz hasonlóan a vertikális többsávos megoldású antennák között is található olyan, amelyben a többsávos ízum a sugárzó párhuzamosításával lett megoldva. A három sugárzóréz csak a talppontban van fércesen összekötve. Az 50 ohmos, közvetlen koaxiális táplálás érdekében a sugárzó és a radiálók 135°-os szöveget zárnak be egymással. A radiálók méretezésére az előzőekben közölt méretezések az irányadók. A sugárzó hosszát módosítgatásokra szoríthat, mivel ebben az esetben is (hasonlóan a párhuzamos dipól-megoldáshoz), a párhuzamos sugárzó „elhúzzák” egymást. A 15.47. ábra párhuzamos elrendezésű több sávos vertikális sugárzót ábrázol.

Irányított sugárzók

Az antenna általános ismertetése során megállapítottuk, hogy változatlan adóteljesítmény mellett a sugárzás egy adott irányba csak úgy fokozható, ha más irányokban – arányosan – csökkentést hajtunk végre. Az energia fokozottabb koncentrációja a tér egy bizonyos pontja felé az antenna hatóság felületének (közvetlen vagy közvetett) növelése által történik. Az antenna szükséges nyereségének eléréséhez, a nagyobb hatásos felület kialakításához vagy a sugárzó hosszát sokszorozzák meg, vagy az antenna sugárzó részéhez csatolnak parazita vagy fércesen csatolt elemeket (sugárzókat), belárvva a szükséges fázisviszonyokat. Az irányított sugárzók a felhasznált elemek polarizációjából adódóan lehetnek vízszintesen, függőlegesen vagy körpolarizáltak.

A rádióamatőrök által kísérletezett irányított rendezerű sugárzók



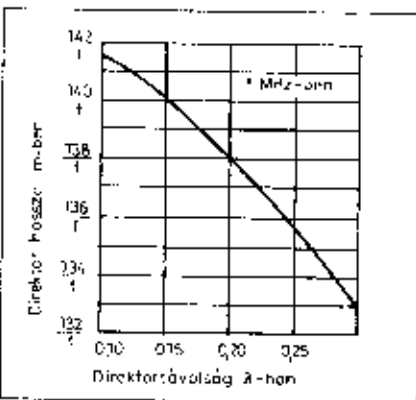
15.48. ábra. A reflektor hossza és távolsága közötti összefüggés

nagy műltra tekintenek vissza. 1924-ben használtak első ízben parazita elemekből felépített sugárzót. Az elmélet 1877-ből – Lord Raylightól – származik. A több parazita elemmel ellátott antennákat legelőször a japán Yagi H. és Uda S. ismertették 1926-ban, japán és angol nyelven. Az irányított antennáknak, antenna-rendszereknek ma már népes családját ismerjük.

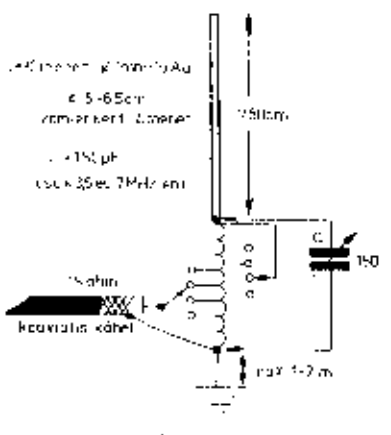
A megfelelő nyereségű irányított antenna a leghatékonyabb és a leg gazdaságosabb „végfok”. Már 20–25 W teljesítménnyel azonos, sőt DX-viszonylatokban – a laposabb sugárzási szögéből adódóan – jobb eredmény érhető el, mint 100–150 W teljesítménnyel és egy félhullámú dipóllal. A vételi során pedig hatásosan szelkétál. (A vételi irányból érkező jeleket felerősíti, míg a más irányból jövőket csökkenti.)

Parazita elemekkel csatolt irányított sugárzók Yagi-antenna

A félhullámú dipólból úgy készíthetünk irányított sugárzót, ha vele párhuzamosan, negyedhullámhossz távol-

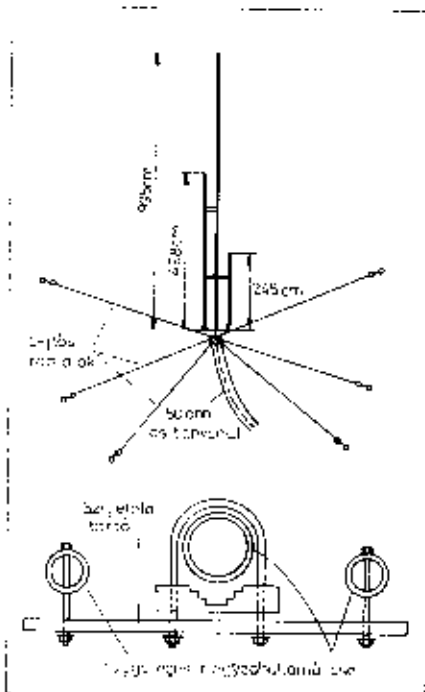


15.49. ábra. A direktor hossza és távolsága közötti összefüggés



15.46. ábra. Ötsávos vertikális antenna 3; 5; 7; 14; 21 és 28 MHz-re

Az antenna sugárzó részét a párhuzamos zárókörrel (trap) együtt műanyagcsőben helyezhetjük el, vagy bambuszra szerelhetjük. Megépíthető természetesen öntartó kivételben is. A zárókört a W 3 DZZ-antennánál lártak szerint kell elkészíteni. A gamma illesztést úgy 14, mint 21 MHz-en külön-külön kell beállítani, SWR-indikátor és téroronásmérő felhasználásával. Gondos elkészítés esetén ez a kétsávos sugárzó is beváltja a hozzá fűzött reményeket.



15.47. ábra. Többsávos grundaíplans-antenna párhuzamos elrendezésében. Váltakozó felépítés (a) és szerkezeti megoldás a szigetelt rögzítésre (b)

szintesek. Bár a kisugárzottelektromágneses hullám polarizációja „át-közben” többször megváltozhat, mégis a gyakorlatban jól érzékelhető a vétel során a kisugárzott jel eredeti polarizációja. Így vízszintes adóantenna esetén vízszintes vevőantenna a legmegfelelőbb és ez fordítva is igaz. Ellenkező esetben hozzávetőlegesen 3 dB a veszteség. Ettől eltérően mégis ajánlani lehet a groundplane antennát annak, aki kevés befektetéssel jó DX-antennát szeretne építeni.

Groundplane-antenna

A groundplane-antenna vázlatos rajzát a 15.40. ábra szemlélteti. A „földelő” huzalok – továbbiakban radiálók – (hat vagy ennél több) negyedhullámhosszúságú huzalok, amelyek a negyedhullámú, függőleges sugárzóra merőlegesen vannak körkörös irányban elhelyezve. A sugárzó rész és a radiálók egymástól el vannak szigetelve. Az antenna aszimmetrikus, áramtáplálási, így a sugárzó és a radiál végeken feszültségmaximum jön létre. Az antenna bemeneti ellenállása – ebben az esetben – 36,6 ohm. A sugárzó és a radiálók között bezárt szög növelése által az antenna talpponti impedanciája nagyobb lesz. 130°-os szögnél (farkán lefelé mutató radiálók) hozzávetőlegesen 50 ohm, így 50 ohmos koaxiális kábellel közvetlenül is táplálható.

A sugárzó méretezésénél, hasonlóan a félhullámú dipólhoz, figyelembe kell venni a k rövidítési tényezőt, amely a 15.41. ábra alapján, függ az antenna „karosságától”.

Gyakorlati tapasztalatok alapján az alábbiakban lehet gyorsan (megközelítőleg) meghatározni a groundplane-antenna méreteit:

$$\text{Sugárzó hossza} = \frac{6950}{f_{\text{MHz}}} [\text{cm}];$$

$$\text{Radiálók hossza} = \frac{7500}{f_{\text{MHz}}} [\text{cm}]$$

A megfelelő lapos sugárzási szög érdekében a radiálókat 100–120° közötti szögben helyezik el. Ebben az esetben a bemeneti ellenállás értéke 40–45 ohm körüli, és a megfelelő illesztést negyedhullámú illesztőtaggal biztosítják. A 15.42. ábra a groundplane-antenna fentiek szerinti, gyakorlati megvalósítását ábrázolja a 14,1 MHz-re.

A sugárzórést öntartó kivitelben, vagy bambuszhoz erősítve kell elkészíteni. A radiálókat, helyiáram esetén, a padlástárból is el lehet helyezni, bár a sugárzási jellegű alakulására a tereptárgyaktól mentes környezet és a legkisebb $\lambda/4$ magasság az ideális.

Groundplane-antenna, Gamma-illesztőtag táplálással

A groundplane-antenna táplálására a gyakorlatban igen jól bevált a gamma-illesztőtag alkalmazása. A sugárzó

15.41. ábra. „HA-X vertikál” 14,1 MHz-re

és a radiálók ebben az esetben össze vannak kötve. Ezt a „P” pontot – mivel zérus potenciállal rendelkezik – le is lehet földelni. A gamma-illesztőtag hosszának kiszámítására szolgál az alábbi összefüggés:

Gamma-illesztőtag hossza:

$$\frac{2350}{f [\text{MHz}]} [\text{cm}]$$

A C kapacitás 14 MHz esetén max. 150 pF (légszigetelésű forgó). Gamma-illesztőtag táplálású groundplane-antennát mutat a 15.43. ábra. A gamma-tag és a sugárzó közötti távolság 16–18 cm. Az illesztőtag átmérője $1/4$ – $1/3$ -a a sugárzó átmérőjének. Villámvédelmi szempontból, valamint az igen hatékony TVI és BCI-olnyomás miatt előnyös és ajánlott a gamma-illesztőtagos groundplane használata. A gyakorlatban már SWR 1:1,17 volt ezzel a megvalósítással.

Megépíthető groundplane omegatagos illesztéssel is, ebben az esetben még jobb állóhullám-arányra számíthatunk.

„X-SHAPE” vertikál

Igen egyszerű, de hatásos, a függőleges és vízszintes közötti polarizációjú egysávos antennát ábrázol a 15.44. ábra. 1973-ban véletlen ötletképpan építettem az egyik klubállomásunk részére ezt az antennát. 5 év tapasztalatait összegezve az „X” antenna (nevezhetnénk HA-VERTIKÁL-nak is) beváltotta a hozzá fűzött reményeket, bár nincs különösebb nyeresége. Dacolta a terjedés különböző szezonjeinek, minden esetben megbízhatóan dolgozik, úgy Európa, mint a DX-körzetek felé. Az egész antenna egy műanyag zsinagré lett felfüggesztve, a táplálását közvetlenül 50 ohmos koaxiális kábellel oldottuk meg. Az egyes negyedhullámú huzalzakaszok hosszának kiszámítására az alábbiak az irányadók:

$$S_1 = \frac{6838}{f [\text{MHz}]} [\text{cm}];$$

$$R_1 = \frac{7543}{f [\text{MHz}]} [\text{cm}];$$



$$S_1 = \frac{7060}{f [\text{MHz}]} [\text{cm}];$$

$$R_1 = \frac{7261}{f [\text{MHz}]} [\text{cm}]$$

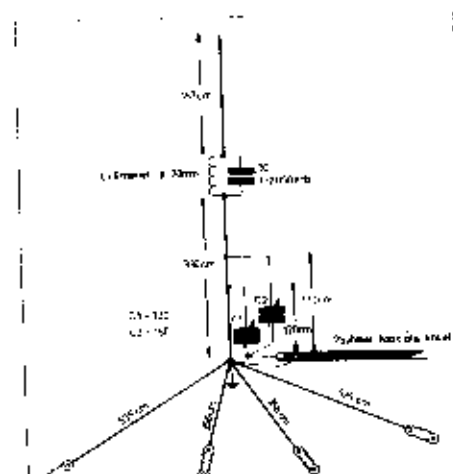
Gamma-illesztőtagos változata a gyakorlatban még nem került alkalmazásra.

Többsávos, függőleges polarizációjú antennák (kürsugárzók)

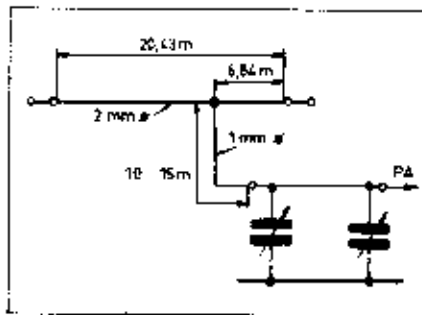
A vízszintes sugárzókhöz hasonlóan, a függőlegesen polarizált antennák viszonylatában is kialakultak – számszerűen szerényebb keretek között – a több sávos változatok. A több sávos antennáknál felmerülő illesztési problémák itt is megtalálhatók, így csak 1–2 sávon biztosíthatók az optimális illesztések, míg a többi sávon kompromisszumos megoldással kell megelégedni.

Kétsávos, W 3 DZZ megoldású függőleges antenna

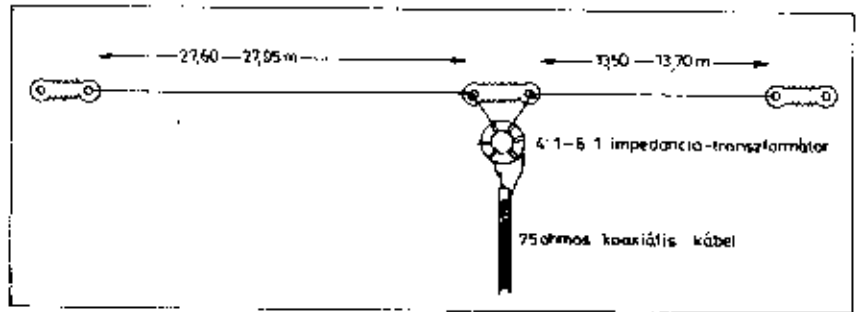
A 15.45. ábra 14,1 és 21,150 MHz-re méretezett vertikális antennát ábrázol.



15.45. ábra. Kétsávos vertikális W 3 DZZ antenna 14 és 21 MHz-re



15.38. ábra. Rövidített többsávos Windom-antenna



15.39. ábra. Koaxiális táplálású, többsávos VS 1 AA-Windom

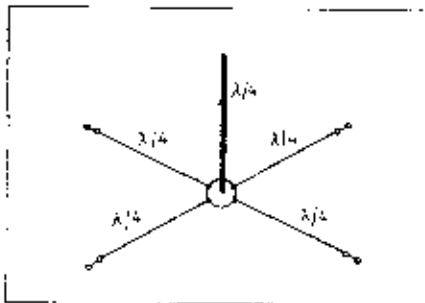
oldások is. A félhullámú dipól, függőlegesen elhelyezve, függőleges polarizációt eredményez, bár ezt a megoldást kevesen használják. Ha az előzőek szerint elhelyezett dipól betáplálási pontját a talajszintre húzzuk le, igen jó vezető talaj esetén felszögessé válik a dipól már talajon fekvő szára, azaz a szimmetrikus felső, így azt elhagyva aszimmetrikus rendszerű sugárzót kapunk. A sugárzó talpponti impedanciája a talaj adottságaitól függően fog kialakulni. (Sósvízes, mocsaras talajok jól vezetnek.) A talaj

jó vezetőképességének elősegítése oldalból sugaras földhálózatot szokás kialakítani, amelynek elemei a talaj felszíne alatt 20...50 cm mélyen helyezkednek el. A függőleges antenna teljesítményképesége így nagymértékben függ a földelhálózat jószágától (pl. sűrűségétől). Rövidhullámon általában 0 db földelhúzóval telepítenek. A földelhúzóak hossza legalább $\lambda/4$ legyen. A földelhúzókat vertikális (függőleges) sugárzót a talajtól bizonyos magasságban elhelyezve kapjuk a groundplane antennát, amely még bizonyos módosításokra szorul.

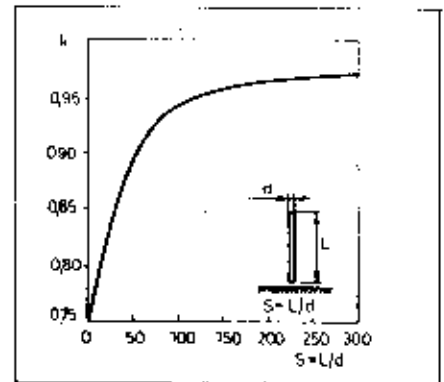
Közel 10 év gyakorlati megfigyeléseimből az alábbiakban összegezhető a groundplane antenna előnye és hátránya.

1. Aránylag kicsi a helyigénye.
2. Egyszerű a felépítése, így kis anyagi ráfordítást igényel.
3. Igen előnyös, lapos sugárzási szögű rendelkezik, amely a DX-munkánál nagyon fontos. (Ellentétben a vízszintes félhullámú dipóllal.)
4. Közvetlen táplálással, 60 ohmos kábelhez is illeszthető (kisebb illesztéssel).
5. Kisebb telepítési magasságban is jó eredményt üzemeltethető.

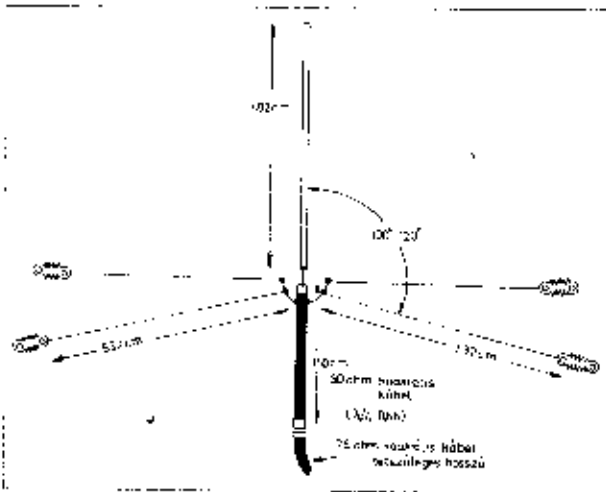
Hátrányára írható, hogy vételre történő felhasználás esetén, kb. 1 fokozat hangerő- (vétel-) csökkenéssel kell számolni a vízszintes félhullámú dipólhoz viszonyítva (azonos magasság esetén). A vételcsökkenést elsősorban az a tény okozza, hogy rövidhullámon az amatőr antennák polarizációja nem egységes. A nagynyereségű antennarendszerek (a gyári előállításúak) mind víz-



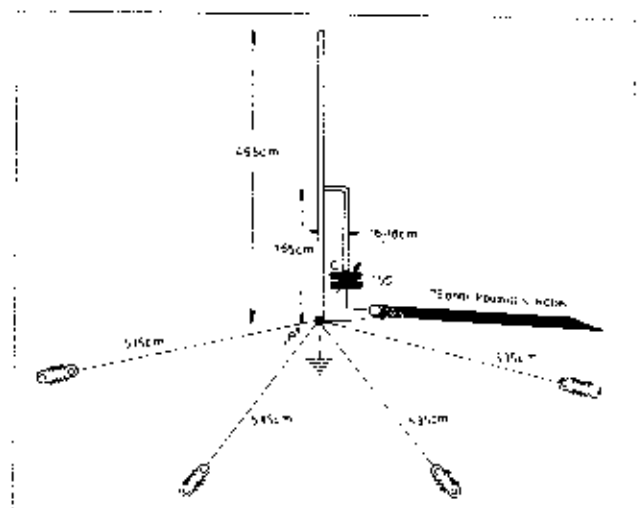
15.40. ábra. Groundplane-antenna vízszintes radiállokkal



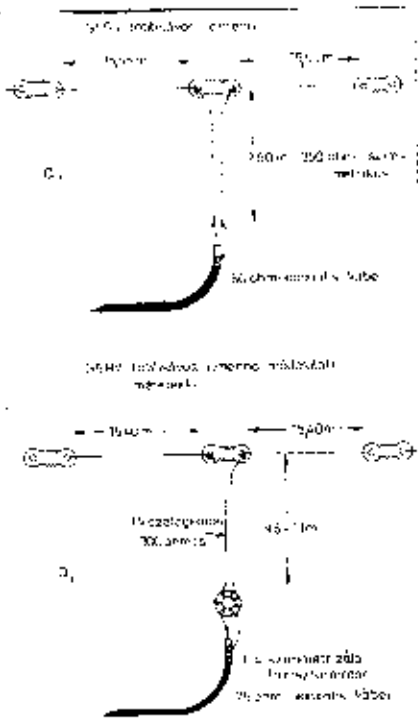
15.41. ábra. A negyedhullámú függőleges sugárzó rövidülési tényezője az L/d (karcsúság) függvényében



15.42. ábra. Groundplane-antenna 14,1 MHz-re



15.43. ábra. Gamma-illesztéssel táplált groundplane-antenna 14,05 MHz-re



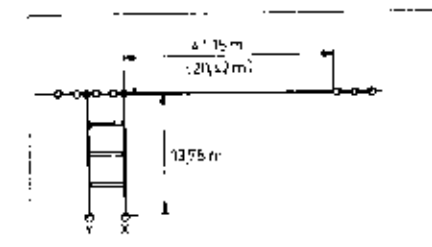
15.34. ábra. G 5 RV többcséves antenna (a) és ugyanaz módosított méretekkel (b)

ennyi többcséves antennánál, mivel az összes felharmonikus kisugárzásra kerül, az adókészülék kimenetén (vagy előtte) gondoskodni kell a felharmonikus-tartalom kellő csökkentéséről.

Közismert a többcséves párhuzamos dipól TV-szalagkábelből való elkészítése is (ON4UE). A megoldást és a méreteket a 15.33b ábra szemlélteti. A szimmetrikus táplálást ennél az antennánál is biztosítani kell.

G 5 RV többcséves dipól

15 – 20 évvel ezelőtt igen közkedvelt volt a G 5 RV többcséves dipól. Míg ma is találkozhatunk vele, bár már sokat veszített népszerűségéből a TVI és BCI-zavarok miatt. Helyes méretezés esetén legalább két sávon alkalmazható illesztést lehet vele biztosítani. Az antenna öt sávra készült. Az eredeti méretezését a 15.34a ábra ábrázolja. A G 5 RV antennának több, módosított méretezése is elterjedt.



15.35. ábra. Ötcséves Zeppelin-antenna

A módosításokkal 14 MHz-en próbálták (elsősorban) tökéletesen illeszteni. A 15.34b ábra ezt a változatot szemlélteti.

A koaxiális kábel és szimmetrikus tápvonal között 1:4 impedancia-transzformátort kell tenni, amely ellátja a szimmetrizálást is. A TV-kábel hosszát kísérletileg kell megállapítani. (Sok amatőr használ 10,30 cm-es hosszúságú szakaszt.)

Zeppelin-antenna többcséves kivételben

A klasszikus Zeppelin-antenna 30 – 40 éves múltta tekinthető vissza. Nem csenda tehát, ha sok OB még ma is esküszik erre az antennára. A Zeppelin-antenna félhullámú sugárzó, melyet az egyik végén (áramcsomópontban) hangolt, szimmetrikus tápvonallal táplálnak. A szimmetrikus tápvonal egyik ért a sugárzóhoz csatlakoztatják, míg a másikat szigetelten szabadon hagyják. A 15.35. ábrán az ötséves Zeppelin-antenna méretezése látható. Az antenna 80, 40, 20 és 15 méteren áramtáplálást, míg 10 méteren feszültségtáplálásban csatlakoztatható az adókészülékhez.

Windom-antenna

Az amatőrrádiózás hőkorában fejlesztette ki Lorenz Windom (W8GZ) a róla elnevezett antennát. Ez egy olyan félhullámú sugárzó, melyet tetszőleges hosszúságú illesztett egyhuzalos tápvonallal táplálhatunk. Az 1,5 – 2 mm átmérőjű huzal hullámellenállása hozzávetőlegesen 500 ohm. A sugárzón is találunk olyan pontot, ahol impedanciája 500 ohm. Ez a hely a sugárzó végétől megközelítően 0,18 λ távolságra van. Az antenna illesztése így megoldott. A Windom-antenna jó működésének alapvető feltétele a kifogástalan földelés. A tápvonalat minél hosszabb szakaszon merőlegesen kell elhelyezni a sugárzóhoz képest.

A sugárzó hosszát az alábbiak szerint kell kiszámítani:

$$l_{(m)} = \frac{143\ 000}{f\ (kHz)}$$

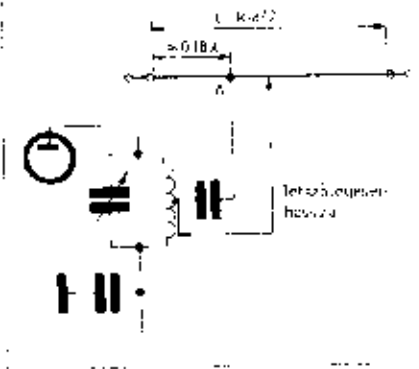
A tápvonal becsatlakozási pontja a sugárzó végétől:

$$A_{(m)} = \frac{54\ 000}{f\ (kHz)}$$

A Windom-antennát a 15.36. ábrán láthatjuk.

VS 1 AA többcséves Windom-sugárzók

20 – 30 évvel ezelőtt a VS 1 AA sugárzók legalább olyan népszerűek voltak, mint a napjainkban használt: W 3 DZZ-k A 15.37. ábrán egy ötséves VS 1 AA sugárzó látható, mely kisebb illesztetlenségekkel valamilyeni rövidhullámú sávon kielégítően



15.36. ábra. Windom-antenna

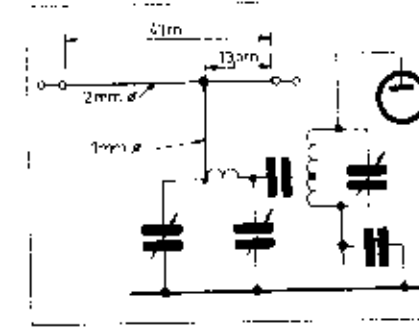
dolgozik. Ez valójában egy kompromisszumos Windom, amely 80 méterre mint félhullámú sugárzó működik, 40 méterre mint egészhullámú; 20 méterre két teljes hullám, 15 méterre három, a 10 méterre négy hullám alakul ki az antennán. Közismert a VS 1 AA sugárzónak egy rövidített változata is, amelyet a 15.38. ábra szemléltet.

A VS 1 AA antennát napjainkban is továbbfejlesztették. Szimmetrikus táplálással látták el. Koaxiális tápkábel használata esetén természetesen szimmetrizáló impedancia-transzformátor használata is szükséges. Az ilyen megoldás mellett jelentősen csökken a TVI és BCI is. Gyakorlati tapasztalatok alapján az a megoldás kielégítő, amit egyes sávokon jó eredményeket ad, kellő telepítési magasság mellett. A koaxiális táplálást VS 1 AA – Windom-antennát a 15.39. ábra szemlélteti.

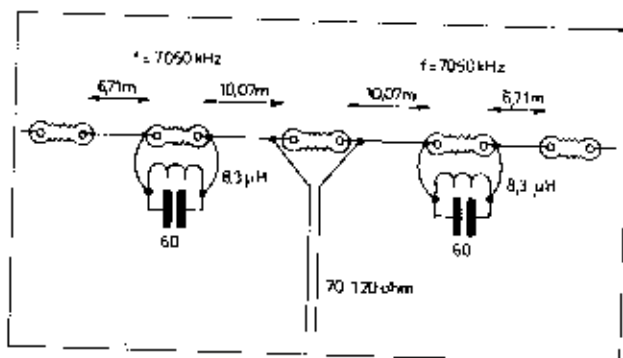
Egyséves, függőleges polarizálójú körsugárzó antennák

Mielőtt ismertetésre kerülne a rádióamatőrök körében legismertebb függőlegesen polarizált antenna, a ground-plane, a függőleges sugárzókkal kapcsolatban az alábbiakat kell megjegyezni.

A függőleges sugárzók a félhullámú sugárzók családjába tartoznak, függetlenül attól a tényről, hogy ismereteseek más, ettől eltérő méretezései meg-



15.37. ábra. Ötséves Windom-antenna VS 1 AA szerint



15.31. ábra. Ötsávós W 3 DZZ-antenna

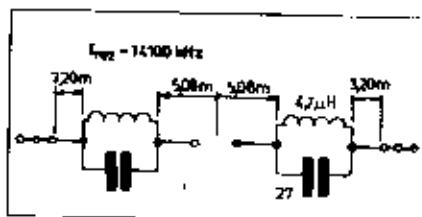
goltak, egy olyan kétsávós félhullámú dipól alakítható ki, melynek talpponti impedanciája hasonló lesz az egysávós félhullámú dipóléhoz így táplálása is azzal azonos módon megoldható (15.31. ábra).

A rezgőkörök körjóságától (Q) függ az antenna kifogástalan működése, így azokat a lehető legjobb minőségben kell elkészíteni. Mivel az antenna szélsőséges hőmérsékleti körülmények között dolgozik (szabadban kitéve), a záróköröket beépítés előtt hőkompenzálni kell. Különösen fontos a megfelelő, nagyfeszültségű (2 kV, 3 kV) kondenzátor kiválasztása. Induktivitásnak legalább 2 mm átmérőjű ezüstözött rézhuzalt használjunk. A tekercs öntartó kivitelben készüljön, vagy jó minőségű testre tekercseljük (kalit stb.). A rezgőkört az antenna hűzéséből eredő igénybevételtől óvni kell, így a „megszakított” huzalzakaszokat, jó minőségű, nagyszilárdságú szigetelőkkel „kössük össze”. A rezgőköröket az időjárás vízszinteségétől is óvni kell.

Gyakorlati tapasztalataim alapján a Q = 200-as rezgőkörökkel megépített sugárzó, a zárókörök után, 100 W bemenő teljesítményből 0,5 – 1 W energiát enged át az antenna „passzív” huzalzakaszaira a rezonancia-frekvencián. A rezonancia-frekvenciától eltérő frekvenciákon ez az arány természetesen romlik. A rezgőkörök nagyértékű Q-ja viszont kisebb sávzélességet eredményez, azaz kisebb sávzakaszon fog kiválóan dolgozni az antennánk.

Alacsonyabb frekvenciákon jobb Q érték érhető el ez viszont kisebb sávzélességet jelent. Így az alábbi gyakorlati értékekkel lehet számolni (150 – 200-as Q esetén):

- 7 MHz: 50 – 80 kHz sávzélesség
- 14 MHz: 150 – 200 kHz sávzélesség
- 21 MHz: 300 – 550 kHz sávzélesség

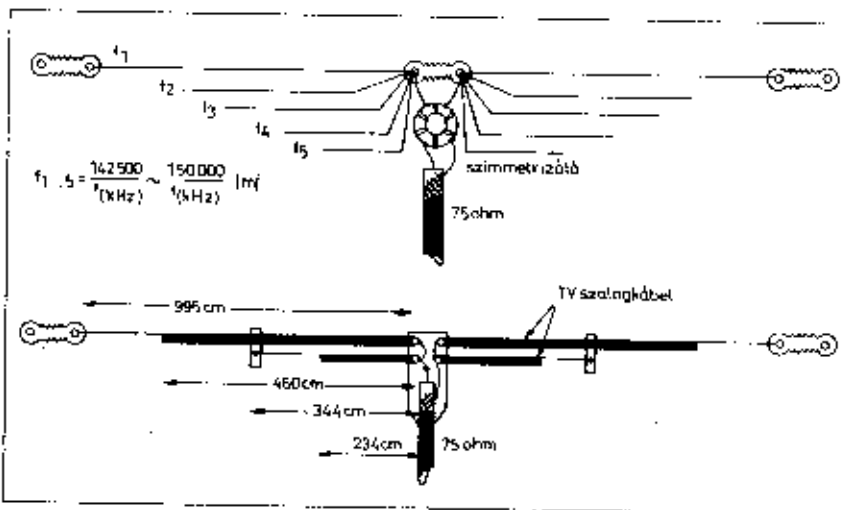


15.32. ábra. Háromsávós W 3 DZZ-antenna 7, 14, és 28 MHz-re

A zárókörök induktivitása a rezonancia-frekvenciától eltérő frekvenciákon hosszabbt, míg a kapacitások rövidítő hatást fejtenek ki. Ezeket a hatásokat természetesen kompenzálni kell.

A fentiek előrebecsülésével nézzük meg az ötsávós W 3 DZZ antenna működését.

A sugárzó rezonancia-frekvenciái az



15.33. ábra. Ötsávós párhuzamos dipól 8, 5; 7; 14; 21 és 28 MHz-re (a) és „ONÁUF” többcsávós dipól 7; 14; 21 és 28 MHz-re (b)

alábbiak: 3,7 MHz, 7,050 MHz, 14,100 MHz, 21,200 MHz és 28,400 MHz. A sugárzó 80 méteresen mint félhullámú dipól dolgozik. A 40 méteres sávban szintén biztosított a félhullámú dipól kiképzése. A többi sávokon bizonyos kompromisszummal kell megelégednünk. Így a 20 méteresen a sugárzó hossza 1,5 λ, 15 méteresen 2,5 λ, és 10 méteresen 3,5 λ. A táplálási pontban minden esetben árammaximum van. Az antenna bemeneti ellenállása 80 és 40 méteresen 70 ohm, míg a többi sávokon ennél nagyobb (100 – 120 ohm) értékű. Az ötsávós W 3 DZZ antenna táplálására tehát 100 – 120 ohmos kéthuzalos tápvonal az ajánlott. Az antenna méreteit a 15.31. ábrán láthatjuk.

70 – 120 ohmos szimmetrikus kábel helyett (jelenteg ez az általános) 75 ohmos koaxiális kábellel is táplálható az antenna, de ebben az esetben biztosítani kell szimmetrizáló közbekötésével a szimmetriát, mivel az antenna szimmetrikus rendszerű, valamint

számolni kell a DX-sávokon jelentkező nagyobb SWR-ról, amely az illesztetlenségből adódik.

A W 3 DZZ antennának ismeretes kisebb helyigényű, háromsávós változata is. Ennek az antennának a hossza kb. 17 m és a 40, 20 és 10 méteres sávokon használható. A két rezgőkör rezonancia-frekvenciája: 14,1 MHz, az induktivitások 4,7 μH értékűek. A kapacitás: 27 pF (2 – 3 kV). A 10 méteren mint 2,5λ-s sugárzó, a 20 és 40 méteren mint félhullámú dipól dolgozik. Az antenna táplálására – a 20 méter előtérbe helyezésével – 75 ohmos szimmetrikus, vagy 75 ohmos koaxiális kábel (és szimmetrizáló) ajánlott. A kis helyigényű háromsávós W 3 DZZ-t a 15.32. ábraszemlélteti.

Párhuzamos, félhullámú dipólokból kialakított többsávós sugárzó

A gyakorlatban ez az antennatípus is igen jól bevált (15.33a ábra). Elő-

nye, hogy nincsenek benne rezgőkörök, hátránya viszont, hogy az egyes félhullámú dipólrészek „elhúzzák” egymást, így valamennyi sávon gondos utánállításra igényel (huzalhosszban), melyet SWR-mérővel kell leellenőrizni. Legegyszerűbben a kétsávós változata építhető meg. Tapasztalatom szerint, ha a két dipólpár egymástól 12 – 14 cm távolságra helyezkedik el, mindkét dipól hosszát 5 – 6%-kal meg kell hosszabbítani. A meghosszabbítás mértéke a dipólok egymástól való távolságától és tápkábel impedanciájától függ.

Az antenna önsúlya tekintélyes lehet, főleg az ötsávós kivétel esetében, így bizonyos „belógással” számolni kell. A leghosszabb sugárzó viseli az összes terhet, így azt nagyszilárdságú huzalból készítjük. A dipólok közötti távtartókat jó minőségű, kellő szilárdságú nagyfrekvenciás szigetelőanyagból kell készíteni.

Ennél az antennánál is, de vala-

15.2. Rövidhullámú antennák

A rádióamatőrök által napjainkban használt antennákat az alábbiak szerint csoportosíthatjuk:

Sávartomány szerint

- Egysávúak
- Többsávúak

Sugárzási jelleggörbe alapján

- Körsugárzók
- Irányított sugárzók

Polarizáció szerint

- Vízszintesen polarizált
- Függőlegesen polarizált

A rendszer felépítésére vonatkozóan

- Dipól-rendszerű (félhullámú vagy többsávú)
- Egészhullámú hurok (delta, quad, kör stb.) rendszerű
- Kombinált rendszerű

Az irányított rendszerű sugárzók lehetnek

- Pasztyv rendszerek
- Aktív rendszerek
- Kombinált rendszerű megoldások

Az antennák lehetnek

- Periodikus rendszerűek
- Aperiodikus rendszerűek

Fázisban táplálás esetén lehetnek

- Azonos fázisban gerjesztettek
- Különböző fázisban gerjesztettek

Természetesen még sok szempont alapján lehetne csoportosítani a rövidhullámú amatőr antennákat. Az alábbiakban az általánosan használt, jól bevált rendszereket ismertetem, hozzájárva a megépítés során szerzett gyakorlati tapasztalataimat.

Egysávú, vízszintes polarizált körsugárzó
Félhullámú dipól

Má is sokan használják jó eredménnyel a könnyen megépíthető, üzembiztos, kevés zavart okozó egysávú, „szimpla”, félhullámú dipólt. A vízszintes irányjelleggörbéje nem körkérdő, de ez csak a huzalvégek irányában érezhető gyakorlatilag a hatását. A félhullámú dipól hosszát az alábbi képlet segítségével számíthatjuk ki:

$$l_{(m)} = \frac{142.500}{f[\text{kHz}]}$$

Az így kiszámított huzalhossz középső (szétvágott és elszigetelt) pontjaira csatlakoztatjuk a tápkábelt, lehetőleg 70–75 ohmos kéthuzalos tápvonalat. Koaxiális kábel (70–75 ohm) használata esetén, a szimmetrizáláson felül gondoskodni kell (TVI, BCI miatt). Szimmetrizálás nélkül, koaxiális

tápvonal használatakor a félhullámú dipól koaxiálcsonnyhoz csatlakozó „szórárt” 1 esetleg 2%-al azükségű meg hosszabbítani.

A félhullámú dipól telepítési magassága legalább $\lambda/2$ legyen. Ennél kisebb telepítési magasságban DX-munkára a félhullámú dipól nem alkalmas, a függőleges sugárzási jelleggörbe miatt. Ez különösen az esti és az éjszakai órákban érezteti hatását.

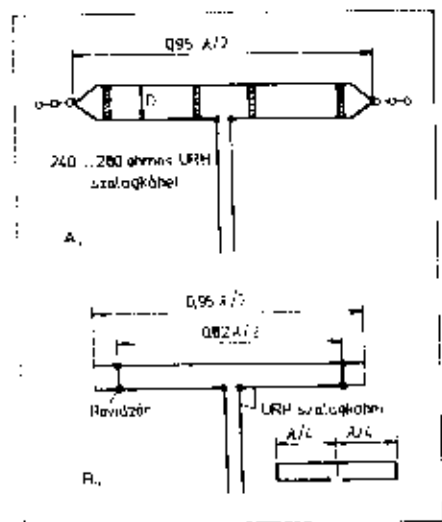
A félhullámú dipólt megfelelő szilárdságú huzalból (Cu) kell kialakítani, gondolva a tápkábel súlyára. Hosszú vagy különösen hosszú tápkábel esetén (pl. lakótelepen) a dipólt tehermentesíteni kell a tápkábel súlyától. (Műanyag kötél stb.). A dipól középsőnek és két végének szigetelésére nagy gondot kell fordítani, valamint a tápkábel csatlakozási pontjának nedvesség védelmére is (műanyag dobozban kell elhelyezni). A félhullámú dipólt a 15.29. ábra szemlélteti.

Félhullámú hurokdipól

A hurokdipól az URH-tartományokban közkedvelt. Rövidhullámú való kivitelezése nehézkese, bár a könnyű táplálhatóság (közvetlenül csatlakoztatható hozzá 240–280 ohmos párhuzamos szalagkábel) kárpót bennünket a fáradságért. Sáv szélessége valamivel nagyobb a „szimpla” dipólnál. A hurokdipól kizárólag egysávú üzemben használható. Rövidítési tényezője $k=0,95$. A két párhuzamos sugárzó rész közötti „D” térköz a különböző amatőrsávokban az alábbiak szerint alakul (15.30. ábra):

- 3,5 MHz: 20 cm
- 7 MHz: 15 cm
- 14 MHz: 10 cm
- 21 MHz: 7 cm
- 28 MHz: 5 cm

Rövidhullámú hurokdipólt TV-szalagkábelből is készíthetünk. Ebben az esetben figyelembe kell venni, hogy a két párhuzamos sugárzó rész között szigetelőanyag van melynek a rövidítési



15.30. ábra. Hurokdipól (a) és elkészítése TV szalagkábelből (b)

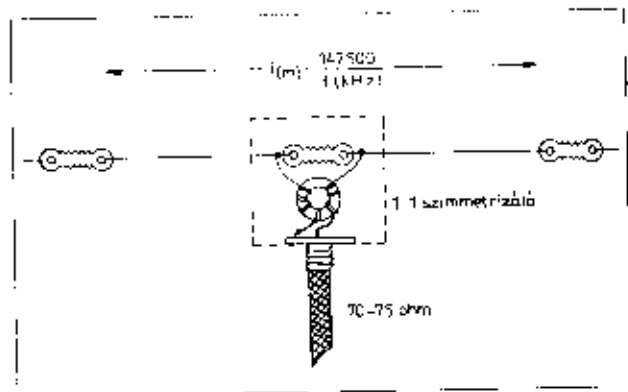
tési tényezője 0,82. A rezonancia megtartása, $(0,95\lambda/2$ és az induktív reaktancia kiküszöbölése érdekében TV-szalagkábelből az alábbiak szerint kell a félhullámú dipólt elkészíteni. A sugárzó geometriai hosszát $0,95\lambda/2$ -re méretezzük, és rövidzármakat létesítünk a kábel két ere között, a $0,82 \cdot \lambda/4$ helyeken (a botáplálási ponttól számítva). A TV-szalagkábelből készített hurokdipólt a 15.30b ábra ábrázolja.

Többsávú, vízszintes polarizált körsugárzó
W 3 DZZ többsávú dipól

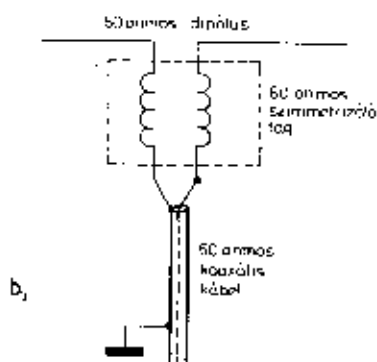
A többsávú megoldású antenna-rendszerek közül igen jó eredménnyel használható a W 3 DZZ által kikísérletezett többsávú, félhullámú dipól.

Az antenna elektromos megoldása az alábbiakban összegezzük. Így párhuzamos rezgőkör a rezonancia-frekvenciáján nagy ellenállást képvisel (feltételezve a kör magas Q értékét). A rezonancia-frekvenciától eltérő frekvenciákat a párhuzamos rezgőkör akadálytalanul átengedi.

Ennek alapján egy pár rezgőkörrel, melyek azonos frekvenciára han-



15.29. ábra. Félhullámú dipól

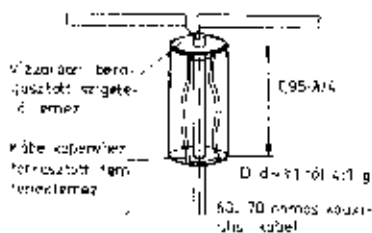


15.24. ábra. Kéthuzalos tápvonaltekeres, mint szimmetrizáló elem: elkészítése TV-szalagkábelből (a) és alkalmazása 60 ohmos szalagkábel alkalmazásával (b)

vonalat $0,95 \cdot \lambda/4$ hosszán (a sugárzóhoz csatlakozó kábelvégén) egy fémcsővel palásttal vesszük körül. A palást alsó részét, amelyet egy fémtárcsa zár le, a koaxiális tápvonal külső köpenyéhez forrasztjuk. A palást és a koaxiális kábel átmérőjének aránya 3:1...4:1. A zárótárcsa (palást) sugárzó felőli részét megfelelő minőségű szigetelőanyagból készült tárcsával kell lezárni és gondoskodni kell a jó tömítetéről (csővíz stb. ellen). A négyhullámú zárótárcsa felépítése a 15.25. ábrán látható. Impedancia-transzformációt ez sem végez.

Félhullámú szimmetrizáló transzformátor (BALUN)

A félhullámú szimmetrizáló elem a szimmetrizálás mellett ellenálló transzformálására is alkalmas. A $\lambda/2$ hosszú (elektromos hossz) külsőhurok, amely rendszerint a tápkábel anyagából készül, 1:4 arányban transzformálja a lezáró impedanciát. Ennek meg-



15.25. ábra. Négyhullámú zárótárcsa

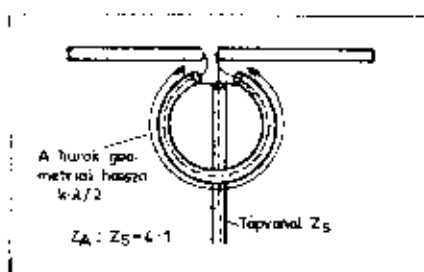
felelően egy $Z_0 = 75$ ohmos koaxiális kábelrel, saját anyagából készített balunnal, impedanciáihelyesen és félhullámú szimmetrikusan táplálhatunk egy 300 ohm talpponti impedanciájú szimmetrikus antennát. Az URH-antennák döntő többsége 240–280 ohm körüli bemeneti impedanciával rendelkezik, így 60–70 ohmos kábelrel és balunnal, vagy pedig 240–280 ohmos szimmetrikus kábelrel (TV-szalagkábel) táplálhatók.

A félhullámú szimmetrizáló transzformátort (balun) a 15.26. ábra szemlélteti.

Négyhullámú tápvonalpár, mint szimmetrizáló transzformátor

(Balun-vonal)

A balun-transzformátor ebben az esetben elektromosan négyhullámú tápvonalpárból áll (balun-vonal). A négyhullámú kábelcsoport ereit az egyik végükön párhuzamosan, a másik végükön pedig sorbakapcsoljuk. A szimmetrizálót a két végén (illesztett esetben) $2Z$ (szimmetrikus) ill. $Z/2$ (aszimmetrikus) impedanciával kell lezárni, ahol Z a balun-kábel hullám-

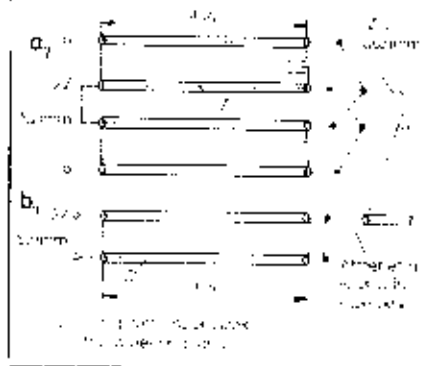


15.26. ábra. Félhullámú szimmetrizáló elem

lámellenállása. Az impedancia-transzformáció így 1:4 lesz. A balun-vonalat a 15.27. ábra szemlélteti.

Négyhuzalos tápvonal-tekeres, mint szimmetrizáló transzformátor

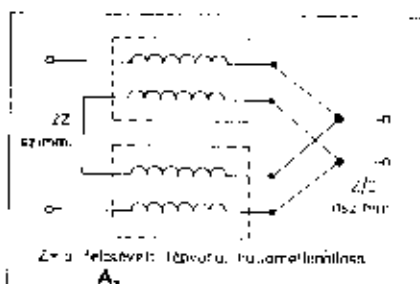
Felépítésben hasonlít a kéthuzalos tápvonal-tekereshöz, csak nem egy, hanem két kéthuzalos tápvonalcsoport van sorban és párhuzamosan kötve. Elektromosan azonos a balun-vonallal, így az impedancia-transzformációja is 1:4 arányú. A felesévelt tápvonal hullámellenállásának természetesen meg kell egyeznie mind a két tekercsnél. A felesévelt Z hullámellenállású tápvonal párhuzamosan kötött végén $2Z$ impedanciájú szimmetrikus kimenetet ad, ha másik végét $Z/2$ nagyságú aszimmetrikus impedanciával zárjuk le. Így egy ilyen négyhuzalos tápvonaltekeressel egy 300 ohmos sugárzó im-



15.27. ábra. Négyhullámú tápvonalpárból készült szimmetrizáló transzformátor (balun-vonal) szalagkábelből (a) és koaxiális kábelből (b)

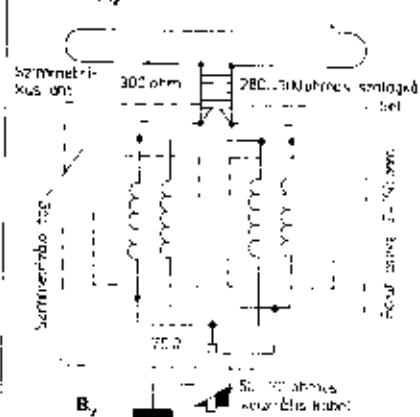
pedanciáihelyesen illeszthető egy 75 ohmos koaxiális kábelhez. A tápvonaltekeresek elkészítéséhez 2 db elektromosan négyhullámú hosszúságú 120–150 ohmos szalagkábelből kell felhasználni. A négyhuzalos tápvonaltekeres szimmetrizáló transzformátort a 15.28. ábra szemlélteti.

Hasonlóan a kéthuzalos tápvonaltekereshöz, a négyhuzalos tápvonaltekeres szimmetrizáló transzformátort is ma már nagyfrekvenciás ferritgyűrűre tekereslik, amely kisebb helyigényű és nem rosszabb hatásfokú, mint a légnagocsa társa.

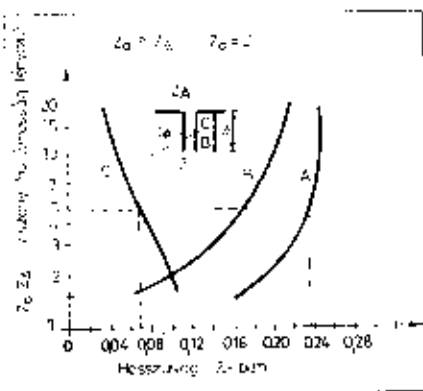


Z = a felesévelt tápvonal hullámellenállása

A,



15.28. ábra. Felesévelt balun-vonal, mint illesztő és szimmetrizáló elem (négyhuzalos tápvonaltekeres szimmetrizáló elve) (a) és alkalmazása (b)



15.20. ábra. A nyitott illesztőcsonk B hosszának, valamint az A és C méretek változása az s hullámossági tényező (SWR) függvényében

vonala és sugárzó közötti illesztetlenséget hivatott kompenzálni, megfelelő méretezés esetén.

Ha a sugárzó (fogyasztó) impedanciája kisebb, mint a felhasználandó tápvonal (kábel) hullámellenállása, úgy nyitott stubot, ha pedig nagyobb, akkor a végén rövidre zárt stubot (csonkot) kell alkalmazni. A 15.19. ábra a fenti állapotokat ábrázolja.

A hangolószonkkal történő impedancia-illesztés esetén az alábbi adatokkal kell rendelkezniük:

1. A felhasználandó tápvonal impedanciája
2. A sugárzó (fogyasztó) impedanciája
3. Az illesztés nélküli állóhullám-arány

A 15.20. és 15.21. ábra segítségével az alábbi adatokat kell leolvasnunk a nomogramokról:

1. Kiválasztjuk a megfelelő nomogramot (nyitott vagy zárt stub)
2. Meghatározzuk az illesztőcsonk csatlakoztatási helyét (C)
3. Meghatározzuk az illesztőcsonk hosszát (B)

A hullámossági tényezőt (SWR) durva illesztetlenségénél 15 - 20-nak, más

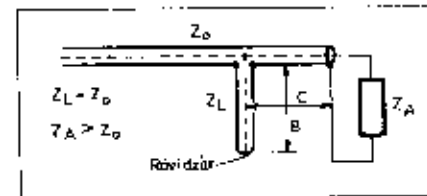
esetekben 5 - 15 közötti értékek célszerű felvenni. Természetesen leg-egyszerűbb SWR-mérővel megállapítani. Az állóhullám-arány egyébként $s = Z_L / Z_0$ (ha $Z_0 > Z_A$) ill. $s = Z_A / Z_0$ (ha $Z_0 < Z_A$).

A fentiekben tárgyalt illesztőcsonkos megoldásnál az illesztőcsonk és a tápkábel Z_0 hullámellenállása azonos értékű.

Rövidrezárt ill. nyitott végű hangolószonkos illesztést aszimmetrikus kábeltől is készíthetünk. Ebben az esetben a tápvonal is aszimmetrikus (tehát koaxiális) legyen. A 15.22. ábra a koaxiális illesztőcsonkos megoldást ábrázolja.

Szimmetrizáló elemek Szimmetrizáló transzformátorok

A rövidhullámú sugárzók többségében, az URH-antennák pedig szinte mindig aszimmetrikus felépítésűek. Az antennák táplálására napjainkban elterjedten használgják az aszimmetrikus koaxiális kábeleket, amelyeknek számos előnye van a házi készítésű „tyűkétrákhoz” viszonyítva. Azon-



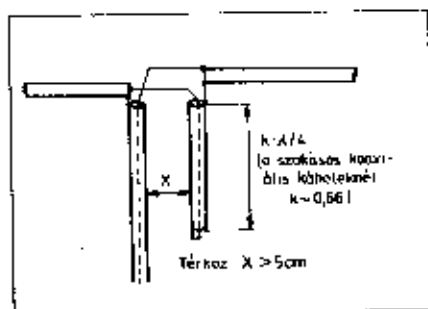
15.22. ábra. Koaxiális illesztőcsonk

ban a koaxiális tápvonalat közvetlenül nem csatlakoztathatjuk a szimmetrikus sugárzóhoz, még akkor sem, ha az antenna és a tápvonal hullámellenállása azonos. Közvetlen táplálás esetén köpenyáramok jönnek létre a koaxiális kábelben, amelyek sugárzási veszteséget okoznak. Az egyenlőtlen gerjesztésből adódóan az antenna sugárzási jellegzőrőbebe is torzul, deformálódik.

A koaxiális kábel és a szimmetrikus sugárzó közé tehát szimmetrizáló tagot, vagy ha a kábel hullámellenállása eltérő a sugárzó bemeneti impedanciájától, szimmetrizáló transzformátort kell közébeiktatni.

Negyedhullámú szimmetrizáló elem

A 15.23. ábrán látható szimmetrizálási megoldás a rövidhullámú gyakorlatban igen jól alkalmazható. Alkalmassága arra, hogy 50 - 75 ohmos koaxiális kábelt hasonló impedanciájú szimmetrikus sugárzó táplálására használjuk. A szimmetrizáló csomk egy negyedhullámú kábeldarab, amely az alsó végénél rövidre van zárva. A kábeldarab méretezésénél figyelembe kell venni a koaxiális kábelek rövidülési tényező-



15.23. ábra. Negyedhullámú szimmetrizáló elem

jét, amely általában 0,66. A negyedhullámú kábeldarab és a tápvonal között legalább 5 cm távot kell biztosítani.

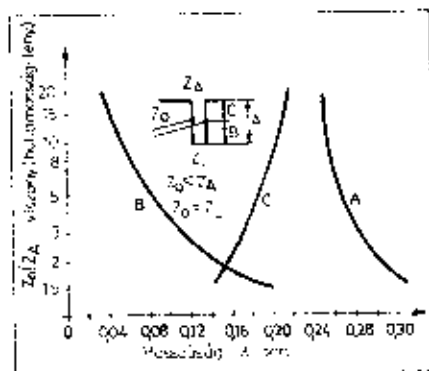
Az antenna talppontjába a koaxiális tápvonal és a negyedhullámú kábeldarab „keresztbe párhuzamosan” vannak bekötve. Ennél a szimmetrizálási megoldásnál a szimmetrizáló elem az ellenállásviszonyokat nem változtatja meg.

Kéthuzalos tápvonal-tekercses Illesztőelem

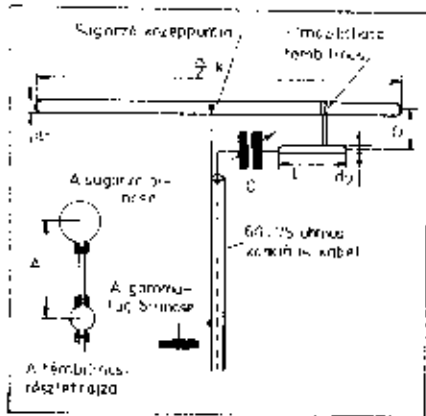
A kéthuzalos tápvonalból készült, megfelelő menetszámi tekercs az aszimmetrikus árammal azonban mint fojtó viselkedik, míg a szimmetrikus áramokat csak jelentéktelen mértékben csillapítja. Tehát a felcsévált kéthuzalos tápvonal mint frekvenciafüggetlen aszimmetrizáló elem viselkedik. A kéthuzalos tápvonalból negyedhullámhossznyi darabot kell felcséválni, de a hossz nem kritikus, mivel 1/10λ és 3/4λ között bármilyen méret megfelel. A felcsévált tápvonal hullámellenállásának azonosnak kell lenni az aszimmetrikus, azaz szimmetrizálendő koaxiális tápvonal hullámellenállásával, feltételezve, hogy a táplálendő sugárzó (szimmetrikus) bemeneti impedanciája is ezzel azonos értékű. Napjainkban elterjedten használják a ferritgyűrűre csévált aszimmetrizálókat is. A nagyfrekvenciás ferritgyűrűk külső átmérője 30 - 60 mm, teljesítménytől függően. A ferritgyűrűre 6 - 10 menet párhuzamos tápvonal van felcséválva, hasonlóan az előzőekben tárgyalt légmagos kivitelhez. A gyakorlatban mindkét szimmetrizáló tag jól bevált és nagymértékben hozzájárul a nonkvízatos TVI és BCI elnyomásához. A kéthuzalos tápvonalból készült szimmetrizálókat a 15.24. ábra ábrázolja.

Negyedhullámú záróüreg, mint szimmetrizáló elem

Ma már klasszikus szimmetrizáló elemnek számít a negyedhullámú záróüreg, melynek alkalmazási területe (mechanikai okokból) az URH és ennél rövidebb hullámú tartományra korlátozódik. Az aszimmetrikus táp-



15.21. ábra. A rövidrezárt illesztőcsonk B hosszának, valamint az A és C méretek változása az s hullámossági tényező (SWR) függvényében

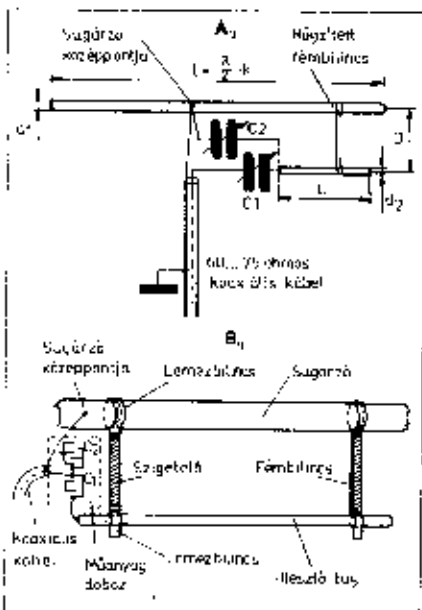


15.16. ábra. A gamma-illesztés. (Oszdugárzó gamma-illesztése tetszőleges koaxiális kábelhez)

nál a fellépő induktív reaktanciát a betáplálási pontban elhelyezett két soros kondenzátorral kompenzálják.

Gamma-illesztés

A rövidhullámú sáv tartományokra méretezett sugárzók táplálásakor akkor használunk gamma-illesztést, ha aszimmetrizálás nélkül közvetlenül kívánjuk az antennát táplálni. A gamma-tag valójában egy módosított fél T-tag (15.16. ábra). A gyakorlatban ez az illesztés igen közölködött napjainkban is. Bizonyos irányjellegű bémódosulással számolni kell, bár ez nem számottevő. Ez abból adódik, hogy az aszimmetrikus táplálásból adódóan a dipól két fele nem gerjesztődik egyenletesen. A gamma-illesztőtagokat rövidhullámon általában 1:3 arányú impedancia-transzformációra tervezik. Így az 50 - 75 ohmos koaxi-



15.17. ábra. Az omega-illesztés (a) és szerkezeti megoldása (b)

ális kábelek impedanciáihelyesen csatlakoztathatók. Az induktív reaktanciát ebben az esetben is kapacitással kompenzáljuk. Az illesztőtag hosszának változtatásával, durván, a változtatható kapacitással finoman állítjuk be a legkisebb SWR-t.

Omega-illesztés

A gamma-illesztés elektromosan tovább javított változata az omega-illesztés. Előnye a gamma-illesztéssel szemben, hogy az illesztő gamma-tagot nem kell a bilines tologatásával beállítani, azt már a szerelés alkalmával rögzíteni lehet. Az utólagos illesztési műveleteket két forgókondenzátorral lehet elvégezni, amelyek, akár csak a gamma-illesztésnél, a betáplálási pontban vannak vízszintes dobozokban elhelyezve. A gamma- és az omega-illesztést az üzemeleti magasságban (telepítési helyen) kell véglegesen a legkisebb SWR-értékre beállítani. A gyakorlatban ezt a forgókondenzátor tengelyre szerelt tárcsa és zsinór segítségével a talajról végzik el. A végleges kapacitásértékek ismeretében fix értékű kapacitásokat tegyünk a forgókondenzátorok helyébe. Az omega-illesztést a 15.17. ábra mutatja.

Negyedhullámú illesztőelem

A tápvonalak tárgyalásakor megemlítettük, hogy a negyedhullámú Z_0 hullámellenállású tápvonal az egyik végén rákötve (a saját hullámellenállásától eltérő értékű Z_{kl} impedanciát a másik végén, egy más értékre transzformálja. A bemeneti (Z_{be}) és kimeneti (Z_{ki}) ellenállások között az alábbi összefüggés áll fenn:

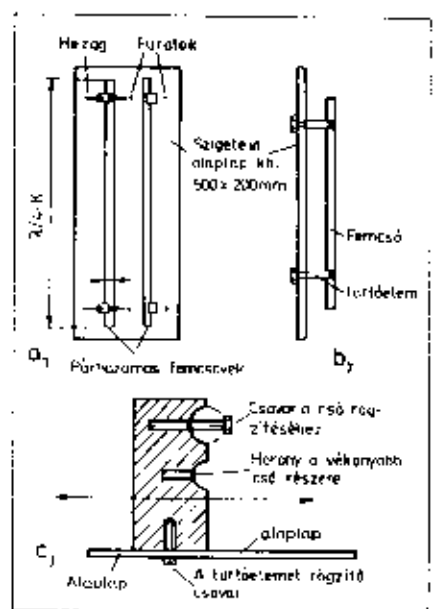
$Z_0 = \sqrt{Z_{be} \cdot Z_{ki}}$ Ez azt jelenti, hogy a negyedhullámú illesztőelvon Z_0 hullámellenállása a Z_{be} és Z_{ki} impedanciák mértani középértékével egyezik meg.

Ha pl. egy 34 ohm talpponti impedanciájú antennarendszert olyan tápvonallal kívánunk táplálni, amelynek hullámellenállása 75 ohm, az illesztést biztosító negyedhullámú illesztőtag hullámellenállása:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{be} \cdot Z_{ki}} = \sqrt{34 \cdot 75} = \sqrt{2550} = 50,5 \text{ ohm}$$

A negyedhullámú hosszérick természetesen elektromos hosszra értendő, tehát a kábel rövidülési tényezőjét figyelembe kell venni.

Az ultrarövid hullámú tartományban aránylag egyszerűen változtatható hullámellenállású negyedhullámú transzformátort készíteni. Az illesztőtag egyik vezetékének elmozdításával (betartva a párhuzamoságot!) növelni, vagy csökkenteni lehet az érpár közötti távolságot, így ezzel a hullámimpedancia értékét. A tartóelemek flexibilis készüljenek. A 15.18. ábra a

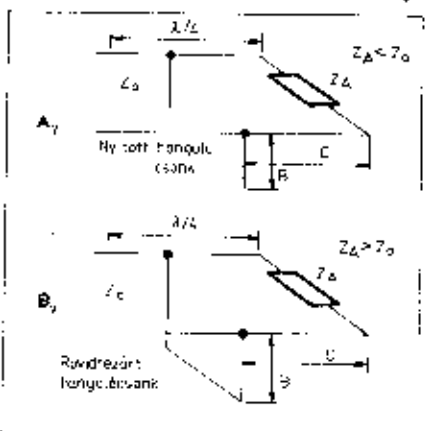


15.18. ábra. Változtatható hullámellenállású negyedhullámú illesztőelem: előnézet (a), oldalnézet (b), és a tartóelem részleírása (c)

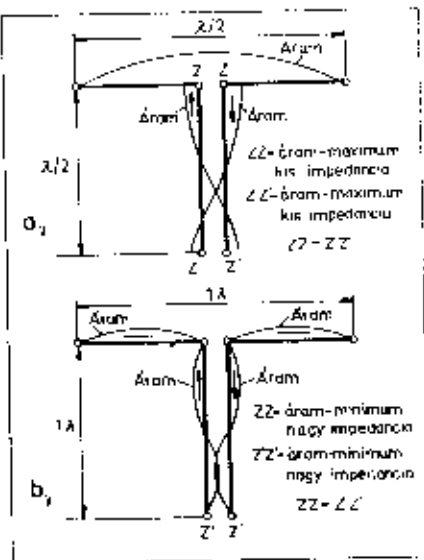
változtatható impedanciájú negyedhullámú illesztőtranszformátor gyakorlati megoldását ábrázolja.

Negyedhullámú illesztőcsomák (STUB)

A negyedhullámú illesztőcsomák segítségével egy sívon optimális illesztést lehet elérni, ugyanakkor mechaikailag szilárd és könnyen megvalósítható. Az illesztőcsomák (stub) illesztési módnak az a lényege, hogy a tápvonalra, annak a sugárzóhoz való csatlakoztatási helyétől számított negyedhullámú szakaszon belül egy nyitott vagy zárt tápvonaldarabot, csomót (stubat) helyezünk, amely a táp-



15.19. ábra. Negyedhullámú illesztőcsomák (stub). Nyitott illesztőcsomák, ha $Z_A < Z_0$ (a); rövidzárt csomók, ha $Z_A > Z_0$ (b)



15.13. ábra. Többcséves dipól táplálás hangolt tápvonalal

a) a hangolt $\lambda/2$ hosszú tápvonal, a ZZ bemeneti ellenállás a tápvonal eleve végén, mint azonos Z'Z' ellenállás jelenik meg; b) ugyanaz a dipólus, de kétszeres frekvencián perjesztve: az eredetileg félhullámú dipólus teljes hullámúvá alakult át; a tápvonal hossza 1 λ , Z'Z' itt is azonos ZZ-vel

nyok vannak, mert az áram és a feszültség viszonya mind a két helyen azonos. Az antenna talpponti impedanciája 1:1 arányban jelenik meg a félhullámú tápvonal végén. Így az antennán az illesztés érdekében semmilyen módosítást sem kell végrehajtani, mert a talpponti impedancia, értéktől függetlenül, a tápvonal adó felőli végén megjelenik, amelyet csak az adó végfokához kell illeszteni. A 15.13. ábra többcséves dipól táplálását ábrázolja hangolt tápvonalal.

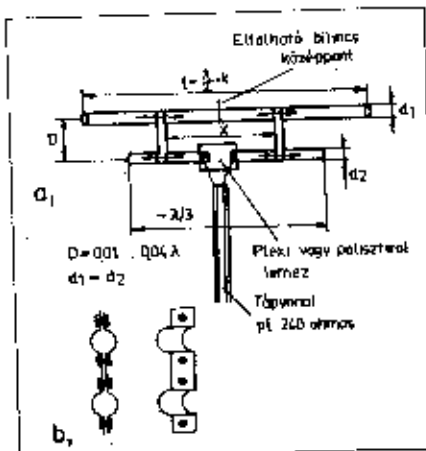
Hangolt tápvonalként negyedhullám hosszúságú is használható, ebben az esetben azonban a tápvonal két végén megjelenő áram- és feszültségviszonyok tükörképei egyrésznek.

Az a tápvonal, amelynek hossza negyedhullámú vagy annak páratlan száma többszöröse, ($3/4 \lambda$, $5/4 \lambda \dots$) annak bemenetén az áram- és feszültségviszonyok fordítottjai a kimeneten jelentkező áram- és feszültségviszonyoknak, tehát impedancia-transzformátorként működik. A Z impedanciával lezárt Z_0 hullámellenállású $\lambda/4$ hosszú tápvonal bemenő impedanciája

$$Z_{be} = \frac{Z_0^2}{Z}$$

Illesztés az antennához

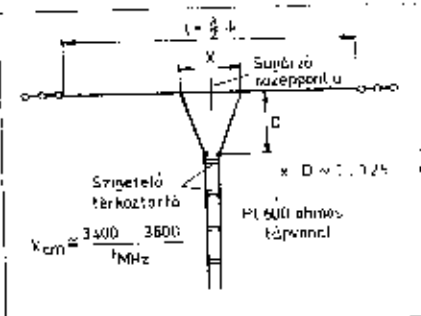
Az antennák táplálásához illesztésre, transzformációra csak akkor van szükség, ha a tápvonal hullámellenállása eltér az antenna bemeneti ellenállásának értékétől. Hangolt tápvonal esetén esetleg maga a tápvonal elvégzi a transzformálást. Úgy elektromosan, mint mechanikusan az a legjobb, ha külön illesztést nem kell alkalmazni. A transzformáló egységek csökkentik az antenna sávvezélességét. Illesztő és transzformáló elemeket több dipól összekapcsolással is felhasználhatunk, sőt a legtöbb esetben szükséges is.



15.15. ábra. A T-illesztés szerkezeti felépítése (a) és az elmozdítható rövidzárbilincs (b)

Hangolt tápvonal

A tápvonal akkor tekinthető hangoltnak, ha hossza $\lambda/4$, vagy ennek egész számú többszöröse. ($2 \cdot \lambda/4$; $3 \cdot \lambda/4 \dots$) A félhullámú tápvonal ki- és bemenetén azonos impedancia viszo-



15.14. ábra. A delta-illesztés

Delta-illesztés

Régebben elterjedten használták az illesztésnek ezt a módját. Napjainkban az amatőr antennák táplálásában már csakéke szerepet játszik.

A delta-illesztést 400–600 ohmos tápvonalhoz lehet igen előnyösen alkalmazni. Mivel a tápvonal két szárn, az antennához való csatlakozás előtt delta alakot vezet fel, innen származik az elnevezése. Az illesztés előnye az, hogy a sugárzót geometriai közepén nem kell szétvágni, így mechanikailag szilárdabb, valamint közepén fémesen rögzíthető bármilyen tartószerkezethez, s le is földelhető. A delta-illesztést a 15.14. ábra ábrázolja.

A T-illesztés

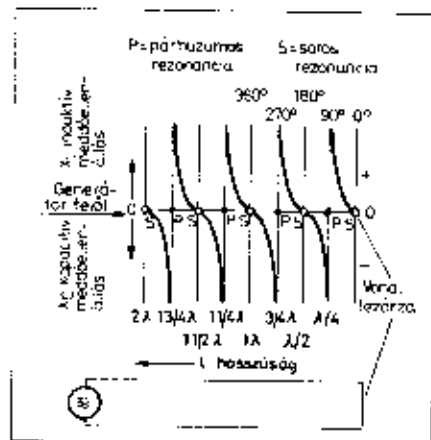
A T-illesztés a csőből készült sugárzó táplálás esetén alkalmazható előnyben. Lényegében a delta-illesztésből származik. A T-illesztés továbbfejlesztett változatai a gamma- és az omega-illesztési módok. A T-illesztés az URH tartományokban terjedt el előszörben, bár alig jelent előnyt a hurokdipól megoldásokkal szemben. A T-illesztésnél és a delta-illesztésnél is az összekötő elemek, bilincsek módj tagokat visznek a rendszerbe, amelyeket kompenzálni kell. A 15.15. ábrán a T-illesztés való impedanciát eredményez, ha az X távolság az 1 sugárzó $0,475$ -szere, továbbá ha $D = 0,033 \lambda$, $d_1 = d_2$, és a λ/d_1 karcsúsági tényező értéke 150 körül van. Ebben az esetben a betáplálási pont ellenállás értéke 660 ohm. Mivel a félhullámú dipól talpponti ellenállása 70–75 ohm körüli érték, ezzel a T-illesztéssel (kb. 1:10 arányú impedancia-transzformációt) lehet elérni. A sugárzó hosszának méretezése az alábbi összefüggés alapján végezhető el:

$$l = \frac{138 \cdot 250}{f}$$

ahol l mm-ben, f MHz-ben helyettesítendő be.

A T-taggal így 250 és 600 ohm között minden valódi talpponti impedancia beállítható.

A T-illesztés módosított változatait



15.10. ábra. Rövidrezárt kéthuzalos tápvonal impedanciameňte a vonal mentén

csillapítás, annál nagyobb a veszteség. A csillapítás mértékét általában dB/100 m mértékegységben adják meg.

Nagyfrekvenciás tápvonalak fizikai tulajdonságai

Állóhullámok kialakulása

Az optimális teljesítményátvitel feltételei akkor vannak biztosítva, ha az adó végfokozatának impedanciája megegyezik a fogyasztó (pl. antenna) impedanciájával. Tehát ha pl. egy kéthuzalos (párhuzamos) tápvonalat olyan terhelő ellenállással zárunk le, amely a tápvonal ellenállásával azonos, a tápvonalon áramló teljesítmény a terhelő ellenállásban használik fel. Ilyenkor a tápvonal minden egyes pontján azonos feszültség mérhető. Ez az ún. illesztett állapot. Ha eltávolítjuk a lezáró ellenállást, a nyitott tápvonal végződés végtelen nagy ellenállást fog jelenteni, ezért a tápvonalon végighaladó hullám a tápvonal végétől visszareflektálódik a kiindulási pont felé, vagyis a tápvonalon oda- és visszafelé haladó hullámok alakulnak ki. Ezek a többszörösen reflektálódó hullámok szuperponálódnak és a tápvonalon állandó értékű feszültség- és árammaximumok keletkeznek, $\lambda/4$ távolságú eloszlásban. Az áram- és feszültségeloszlásnak ezt a vezeték menti periodikus ismétlődését nevezzük állóhullámoknak.

A tápvonalon akkor keletkeznek állóhullámok, ha visszavert hullámok vannak a tápvonalon. A tápvonal illesztetlensége az állóhullámarány (SWR) vagy másnéven hullámossági tényezővel (s) jellemezhető. Ez a tápvonal mentén fellépő legnagyobb és legkisebb feszültség hányadosa, tehát az s egyenlő vagy nagyobb mint 1.

$$S = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \geq 1; \quad S = \frac{1+r}{1-r}$$

Illesztés esetében, amikor a tápvonal nem alakul ki állóhullám az s ér-

téke 1. Az s hullámossági tényező reciproka az illesztési tényező (m)

$$m = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{1}{S}$$

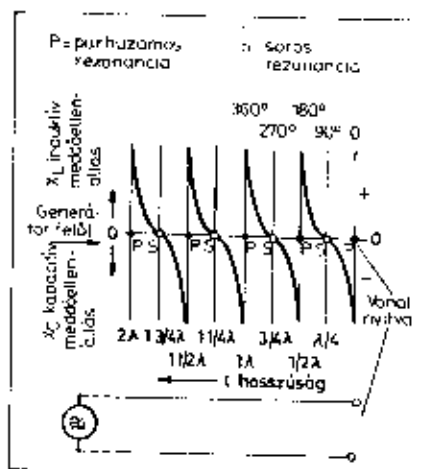
Illesztetlenség esetén a visszavert hányadot az r reflexiók tényező adja meg az alábbiak szerint:

$$r = \frac{R_s - Z_0}{R_s + Z_0} \quad \text{ahol } R_s \text{ a lezáróellenállás és } Z_0 \text{ a tápvonal hullámellenállása}$$

Gyakorlati tapasztalatok alapján megállapítható, hogy tökéletes illesztettségnek mondható az 1-es, jónak a 1,5-2, rossznak a 2-3 feletti állóhullámarány-érték. A tápvonalak nem kívánatos sugárzása az illesztetlenség mértékétől függ, amely rádió- és TV-zavarok okozója lehet. Vannak esetek azonban, amikor a tökéletesen illesztett tápvonal is sugároz. Ebben az esetben a tápvonal hosszát kell megváltoztatni.

Tápvonal mint hangoló-, illesztőelem

A tápvonal Z_0 hullámellenállásának megfelelő impedanciával le nem zárt tápvonalon állóhullámok alakulnak ki. A tápvonalon fázisban eltoló áram- és feszültségmaximumok ismétlődnek. A tápvonal minden egyes pontján az áram és feszültség viszonyából egy-egy impedancia-érték számítható ki. Mivel az áram és feszültség között fizikailag különbség van, az így kiszámított ellenállás általános esetben a tiszta rezisztencia mellett reaktanciát is tartalmaz, amely a fáziseltolás irányától függően induktív (X_L), vagy kapacitív (X_C). A 15.10. ábra rövidrezárt kéthuzalos tápvonal impedanciaváltozá-



15.11. ábra. Nyitott kéthuzalos tápvonal impedanciameňte

sát ábrázolja, a végén nyitott kéthuzalos tápvonal impedanciaváltozását pedig a 15.11. ábrán láthatjuk. A nyitott kéthuzalos tápvonal impedancia meňte a rövidrezárt állapothoz képest 90°-kal el van tolvva. A kapcsolási elemként használt tápvonal hossza $\lambda/4$ -del egyenlő, vagy ennél kisebb. A nyitott és rövidrezárt kéthuzalos tápvonalak hangolási viszonyait a 15.12. ábrán láthatjuk.

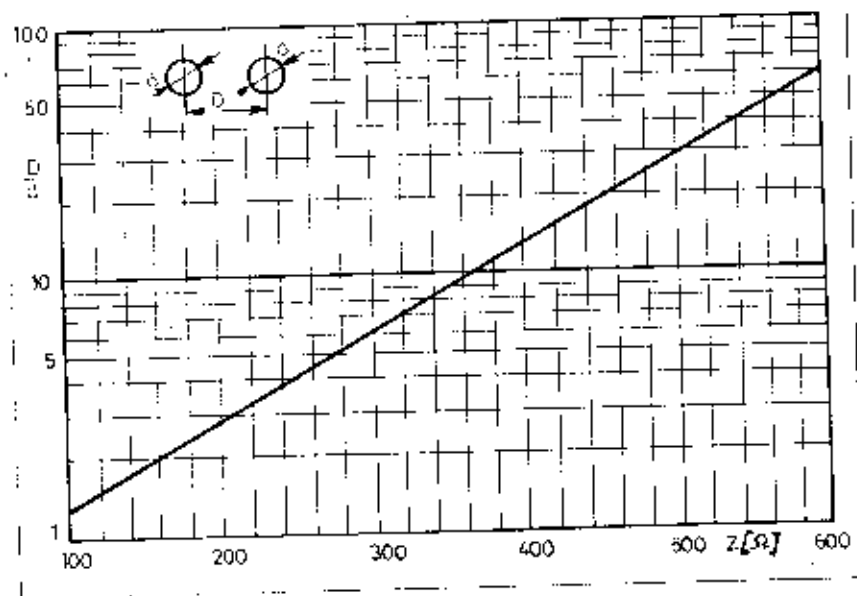
A negyedhullámú tápvonal az egyik végén levő (a saját hullámellenállásától eltérő értékű) lezáró impedanciát a másik végén egy más értékre változtatja, más értékre transzformálja.

A táplálás módjai illesztett tápvonal

Ha egy tápvonalnál az impedancia-illesztés feltételei biztosítva vannak, úgy egyetlen ponton sem alakul ki

A RÖVIDREZÁRT TÁPVONAL VÉGÉN			A NYITOTT TÁPVONAL VÉGÉN		
Elektronikus vez. hosszúság	Feszültségeloszlás	helyettesítő áramkör	Elektronikus vez. hosszúság	Feszültségeloszlás	helyettesítő áramkör
Rövidebb mint $\lambda/4$ ($< 90^\circ$)			Rövidebb mint $\lambda/4$ ($< 90^\circ$)		
$\Delta \lambda/4$ ($= 90^\circ$)			$\Delta \lambda/4$ ($= 90^\circ$)		
Hosszabb mint $\lambda/4$ Rövidebb mint $\lambda/2$ ($> 90^\circ < 180^\circ$)			Hosszabb mint $\lambda/4$ Rövidebb mint $\lambda/2$ ($> 90^\circ < 180^\circ$)		
$\Delta \lambda/2$ ($= 180^\circ$)			$\Delta \lambda/2$ ($= 180^\circ$)		

15.12. ábra. Félhullámhosszi, illetve ennél rövidebb, rövidrezárt és nyitott nagyfrekvenciás tápvonalak hangolási viszonyai



15.8. ábra. Légszigetelésű kéthuzalú szimmetrikus tápvonal Z hullámellenállásának változása a D térköz és d huzalátmérő függvényében

jelent, hogy ha a kábel erui vékonyak (nagy az L induktivitás), és egymástól távol vannak, (kicsi a C kapacitás) a Z_0 hullámellenállás nagy, és ez fordítva is igaz. A gyakorlatban szimmetrikus és aszimmetrikus tápvonalak terjedtek el. Napjainkban előszeretettel használják a koaxiális (aszimmetrikus) tápvonalakat (50 - 75 ohm). A legismertebb szimmetrikus tápvonal volt (és sok helyen még ma is alkalmazzák) a 600 ohmos légszigetelésű ún. „tyűk-létra”. Szimmetrikus tápvonal, a 240 - 280 ohmos „TV-kábel” is.

Ha feltételezzük, hogy a vezeték közötti szigetelőanyag levegő (dielekt-

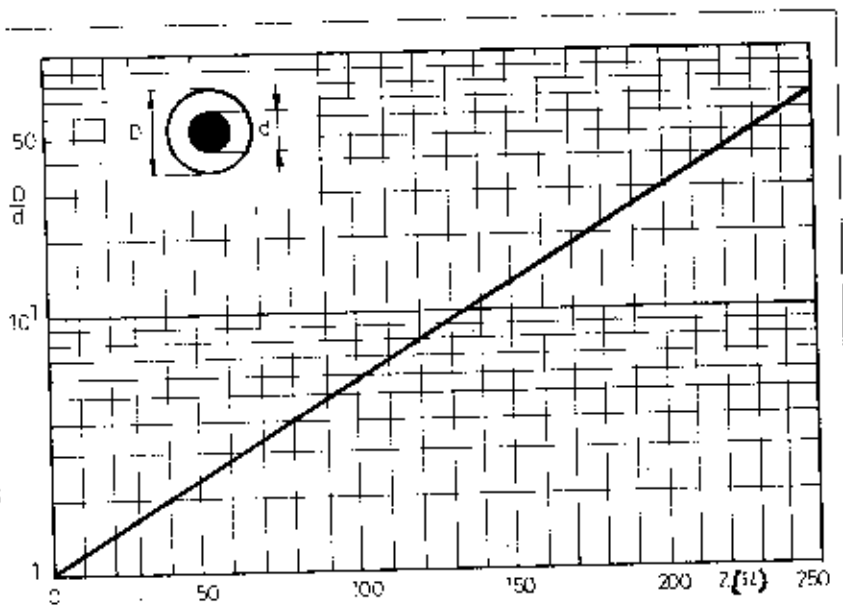
romos tényezője, $\epsilon = 1$), akkor a tápvonal hullámellenállása (Z) az alábbi képletekkel számítható ki, párhuzamos ill. koaxiális tápvonal esetében:
Légszigetelésű kéthuzalú tápvonalra:

$$Z_0 = 276 \lg \frac{2D}{d}$$

Légszigetelésű koaxiális tápvonalra:

$$Z_0 = 138 \lg \frac{D}{d}$$

A légszigetelésű kéthuzalú tápvonal Z_0 hullámellenállásának változását a



15.9. ábra. Légszigetelésű koaxiális tápvonal hullámellenállásának változása külső köpeny belső átmérőjének (D) és a belső ér külső átmérőjének (d) függvényében

D huzal-térköz, és a d huzalátmérő függvényében a 15.8. ábra, a légszigetelésű koaxiális tápvonal Z_0 hullámellenállásának változását a köpeny belső átmérőjének (D) és a belső ér külső átmérőjének (d) függvényében pedig a 15.9. ábra ábrázolja.

A nagyfrekvenciás tápvonalak dielektrikuma

Az ipar általában olyan nagyfrekvenciás tápvonalakat gyárt, amelyeknél a huzalok között levegő helyett valamilyen szigetelőanyag tölti ki. Ebben a szigetelőanyagban az elektromágneses hullám terjedési sebessége kisebb, mint a levegőben. Ezt a hullámellenállás számításakor is figyelembe kell venni (az előző összefüggésekkel azonosított értékeket meg kell szorozni az alábbiakban ismertetett k rövidülési tényezővel). A különböző szigetelőanyagok dielektromos tényezőjét az alábbi táblázat tartalmazza:

Szigetelőanyag	Dielektromos tényező (ϵ_r)
Bakelit	3,5
Csillám	4,0 - 4,8
Levegő	1,0
Calit	6,5
Papír (szigetelő)	2,2
Plexiglas	3,0 - 3,6
Polisztirol	2,2 - 2,6
Polietilén	2,3
PVC	3,1 - 3,5
Gumi	4,0
Stiroflex	2,6
Trolitur	2,4
Üveg	4,0 - 10

Az alkalmazott szigetelőanyag dielektromos tényezőjének ismeretében a tápvonal rövidülési tényezője (k) is kiszámítható. A rövidülési tényező értéke mindig kisebb egynél. Értékét megkapjuk, az alábbi összefüggésből:

$$k = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

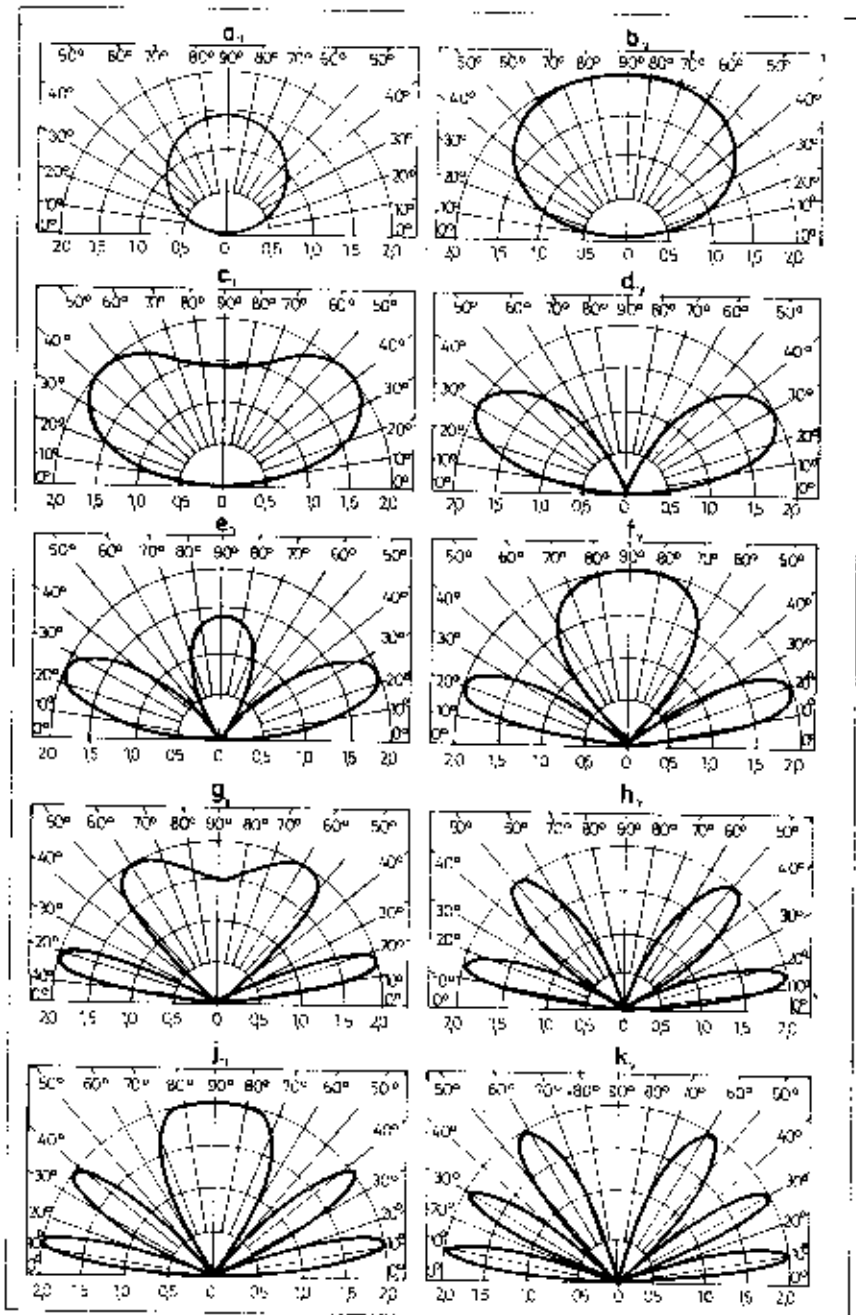
A különböző kábelek rövidülési tényezőjének ismerete igen fontos, ha fizikának, illesztéskunak stb. használjuk fel a tápvonalat. Ezekben az esetekben a megfelelő szabványi hullámhossz-értéket meg kell szorozni a kábel rövidülési tényezőjével.

A nagyfrekvenciás tápvonalak csillapítása

A hullámellenállással és a rövidülési tényezővel ellentétben a tápvonalak (kábelek) nagyfrekvenciás csillapítása függ a frekvenciától (üzemi) és a tápvonal hosszától.

A csillapítás oka az erők ellenállása, valamint a veszteségek az erők közötti szigetelőanyagban.

Mivel nagyobb az üzemi frekvencia és a kábel hossza, annál nagyobb a



15.6. ábra. Vízszintes félhullámú dipól függőleges sugárzási jelleggörbéjének változása az ideális talajszint feletti magasság függvényében. A talajszint feletti magasság a: 1/8; b: 1/4; c: 3/8; d: 1/2; e: 5/8; f: 3/4; g: 7/8; h: 1; j: 1,1/4; k: 1,5 hullámhosszny.

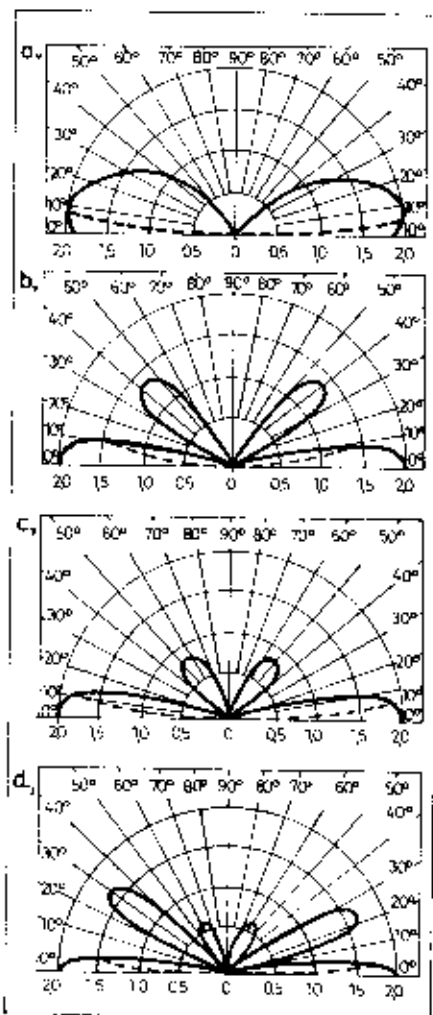
antennák esetében kisebb talajszint feletti magasságban is jó, azaz lapos sugárzási szögöt lehet előtni, amely kedvez a DX-összeköttetések létesí-

téséhez. A függőleges félhullámú dipól függőleges sugárzási jelleggörbéjének alakulását, a különböző telepítési magasságokban a 15.7. ábra ábrázolja.

15.1. Antennák táplálása, tápvonalak

Ahhoz, hogy a lehető legnagyobb teljesítményt vigyük át az adóköszülékből az antennába, az adó végfokozatát illesztetni kell az antenna impedanciájához. Akkor maximális a telje-

sítménytvitel hatásfoka, ha az antenna bemeneti ellenállása tisztán ohmos ellenállást képvisel és nem tartalmaz sem inaktív, sem kapacitív meddő tagot.



15.7. ábra. A függőleges félhullámú dipól függőleges síkbeli sugárzási jelleggörbéje különböző telepítési magasságokban. A telepítési magasság a: 0,25; b: 0,75; c: 0,5; d: 1 hullámhosszny.

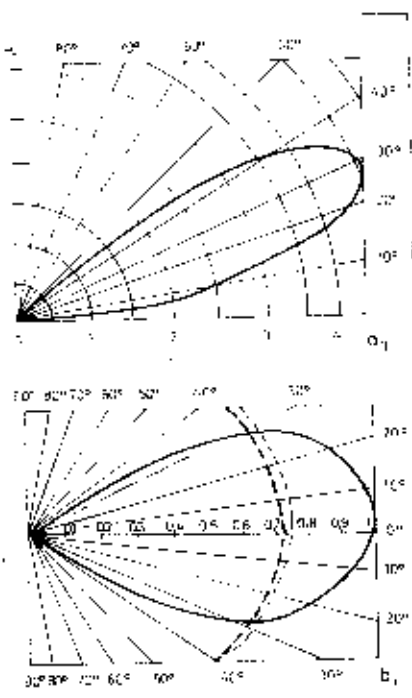
Az antenna és az adóköszülék közé a legtöbb esetben energiatovábbító vezetéket, tápvonalat kell iktatni. A cél ebben az esetben is az, hogy veszteségmentesen (de mivel ez nem lehetséges, a lehető legkisebb veszteséggel) juttassuk el az adóköszülék által keltett energiát a „fogyasztóhoz”, az antennába, és maga a tápvonal ne sugározzon.

Hullámmellenállás

A nagyfrekvenciás tápvonal lényegében sorba és párhuzamosan kapcsolt elzmi induktivitások és kapacitások eredőjének tekinthető. A nagyfrekvenciás tápvonal hullámmellenállása (Z_0) az alábbiak szerint számítható ki:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

amely független a frekvenciától és a kábel hosszától. Ez gyakorlatilag azt



15.4. ábra. Függőleges (a) és vízszintes (b) sugárzási jelleggörbék (ábraméretezés nélküli)

eső átmérője alapvető tényező, így a keresztmetszeti és rövidítési tényezők között szoros összefüggés van. A rövidítési tényező alakulásait a 15.3. ábra mutatja a hullámhossz és átmérő függvényében.

A rövidhullámú amatőr sávterományokban a gyakorlat szerint a félhullámú dipól hosszal az alábbi képlettel lehet gyorsan kiszámítani:

$$l \text{ (dipólhossz) } = \frac{142,500}{f \text{ (kHz)}}$$

Az URH-terományokban az alábbi összefüggés alkalmazható:

$$l \text{ (dipólhossz) } = \frac{141}{f \text{ (MHz)}}$$

Irányítás, nyereség, sugárzási jelleggörbe

Változatlan adóteljesítmény mellett, ha a tér minden pontja felé azonos energiát sugároz ki az antennánk, a sugárzás egy meghatározott irányba csak úgy fókuszálható, ha arányosan más irányban csökkentést hajtunk végre. (Tehát a kisugárzott energia összegét változatlan maradjon.) Az antennának ebben az esetben bizonyos irányhatással fog rendelkezni, amelyet a sugárzási jelleggörbén függőleges és vízszintes metszetekkel ábrázolunk (15.4. ábra). Az antenna sugárzási jelleggörbéje és az antennanyereség között szoros összefüggés van. Minél keskenyebb az

antenna „nyalábjá”, annál nagyobb a nyeresége. A nyereség tehát a sugárzás koncentrációja folytán keletkezik. Ez egyaránt érvényes a vevő- és az adóoldali antennákra. A nyereséget dB-ben adják meg. A félhullámú dipólnak 0 dB a „nyeresége”, azaz teljesítményben kifejezve 1 a feszültségviszonya. Ha a dB-érték pozitív, erőltetésről, ha negatív az előjele, csillapításról van szó. Lőrésítés, nyereség esetén a sugárzási jelleggörbén a maximális értéket 1-nek véve, a 0,71 értékű helyek közé zárt szög adja meg az antenna nyílásszögét.

A 15.5. ábra az áram-, feszültség- ill. teljesítmény-viszony és a dB-érték közötti összefüggést ábrázolja. Az ábra alapján is megállapítható, hogy az antennanyereség teljesítményviszonyt is kifejez. A teljesítménynyereség azt a teljesítménynövekedést adja meg, amellyel a kérdéses antenna a vonatkozási antennával szemben (dipól) rendelkezik. A feszültség- illetve a teljesítménynyereség az alábbiak szerint számítható:

$$G = 10 \lg \frac{P_1}{P_0} \text{ (dB)}$$

$$G = 20 \lg \frac{U_1}{U_0} \text{ (dB)}$$

tényező, jelleggörbe) megváltoznak. A változás mértéke függ a hullámhosszra vonatkoztatott telepítési magasságtól, az antenna tengelye és a talajfelszín által bezárt szögtől és a talaj vezetőképességétől.

A talajreflexió következtében az antenna függőleges jelleggörbéjén több, a talajfelszínnel kisebb-nagyobb szöget bezáró melléknyaláb alakul ki. A fő sugárzási irány, azaz a főnyaláb és a talajszint által bezárt szöget sugárzási (függőleges) szögnek, vagy melléknyaláb szögnek nevezik. Az antenna függőleges sugárzási szögének a nagy távolságról összekötőtekék (DX) során rendkívül nagy jelentősége van (első sorban az alóoldalon).

Minél magasabb a felhasznált frekvencia, annál kisebb az optimális sugárzási szög. A vízszintes félhullámú dipól függőleges sugárzási jelleggörbéjének változásait a különböző (ideális) talajfelszín feletti magasságokban a 15.6. ábra ábrázolja. Az optimális függőleges sugárzási szögek az egyes amatőrsávokban az alábbiak:

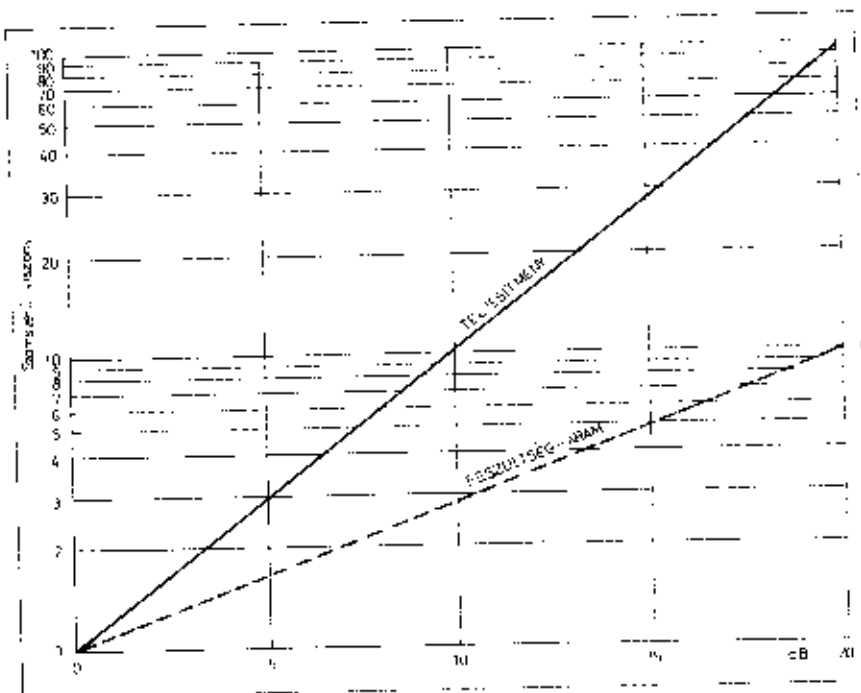
7 MHz:	12° - 40°
14 MHz:	10° - 25°
21 MHz:	7° - 20°
28 MHz:	5° - 14°

A környezet hatása a vízszintes antennák sugárzási jelleggörbéjére

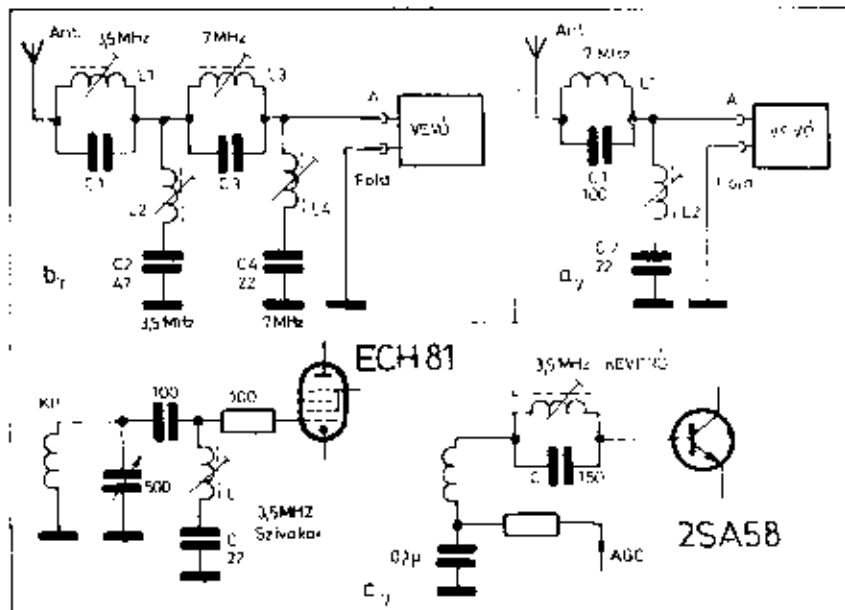
A rádióamatőrök által megépített rövidhullámú antennák döntő többsége nincs olyan magasan elhelyezve, hogy a környezet hatása elhanyagolható lenne. A talajfelszín közelében telepített antenna elektronos paraméterei (sugárzási ellenállás, rövidítési

A környezet hatása a függőleges antennák jelleggörbéjére

A talajhatás következtében a függőlegesen polarizált antennák jelleggörbéje is módosul, attól függően, hogy a talajszint felett milyen magasan telepítjük. Függőlegesen polarizált



15.5. ábra. Áram-feszültség-teljesítmény viszony és a dB-értékek összefüggése



17.2. ábra. Vevőszűrők a rádiókészülék antennabemenete és az antenna között. 7 MHz-es szűrő soros és párhuzamos rezgőkörrel (a), 3,5 és 7 MHz-es szűrő (b) és szűrlőkör a keverőfokozat bázisán, illetve rácán (c)

Ez a két zavaró frekvencia csak akkor okoz tényleges zavart, ha az amatőr adó jele túlértékeli a KF-vevőkészülék keverőfokozatát. A magasabb amatőr sávok által keltett zavarok egyre kevésbé valószínűek, mert a frekvencia növelésével a vevők távolszelekciója egyre kedvezőbb, valamint az oszcillátorok harmonikusával létrehozott „harmonikus-keverés” egyre rosszabb hatásfokúvá válik.

A 872 kHz-es Petőfi-adó vételében lényegesen nagyobb zavarok keletkezhetnek a vevőkészülék hibájából, mint a Kossuth-adó esetében. Az amatőr-sávokba eső és a zavart eloldó frekvenciák az alábbiak:

$$1782 \text{ kHz} = f_{\text{osc}} + f_{\text{RF}} \quad (\text{tűlkör})$$

$$3526 \text{ kHz} = 3 \cdot f_{\text{osc}} - f_{\text{RF}}$$

$$7090 \text{ kHz} = 5 \cdot f_{\text{osc}} + f_{\text{RF}}$$

Mindhárom esetben a zavar az oszcillátor harmonikusának és a KF-nek különbségeként (vagy összegeként) jelentkezik és ezért a zavarás létrejön a keverőfokozat modulátor oldali túllevezérlése nélkül is, már aránylag kis amplitúdójú bemenő jeleknél.

Az 1782 kHz-es zavarás (160 m-es sáv) olyan alóknál is előfordulhat, amelynek árnycsökkentő 1,75 MHz-es oszcillátora sugároz.

A 3526 kHz, a CW-DX tartományba esik és ezért felettébb kellemetlen, különösen a nagyteljesítményű DX-elő állomások esetében. A BCI jelenléte miatt esetleg ezen frekvenciák körül 1–2 kHz-es sávban le kell mondani a forgalmazásról. A 7090 kHz-es zavar az amatőr is keskeny 7 MHz-es sávból vehet el néhány kHz-es tartományt (ha kellően udvariasak vagyunk a szomszédainkkal).

A Petőfi adóhálózat további adófrekvenciáin szintén előfordulhatnak zavarások, de mivel a fődó a 872 kHz-es, a többiekre esetenként kell elvégezni a zavar-analízist az itt bemutatott módszerekkel.

A keresztmodulációs zavarás

Az amatőr adókészülékek által kibocsátott nagyfrekvenciás energia abban az esetben is idézhet elő vételi zavarokat, ha a „frekvencia-matematikából” nem adódik ki a középfrekvencia rezgésszáma. Ilyenkor a zavarjel vételéhez minden esetben szűkeg van legalább egy, a zavaró jeltől független másik jelre is, amely lehet maga a venni szándékozott állomás jele is (rendszerint ez az eset áll fenn).

A keresztmodulációs zavar úgy jön létre, hogy az amatőr adó nagyfrekvenciás jele a vevőkészüléknek valamely nemlineáris üzemi fokozatába kerül, ahol demoduláció révén az amplitúdójával arányos egyenfeszültség keletkezik. Ez az amatőr adó modulációjával valamilyen módon arányos egyenfeszültség megváltoztatja az illető fokozat munkapontját és ezzel a hasznos áramon jel amplitúdóját. Ilyen módon az amatőr adó modulációja (billentyűzés is!) bekerül a műsorvevő erősítőléncén átfutó jelre és azon egy járulékos modulációt okoz.

A keresztmodulációs zavar elsősorban a keverőfokozatban léphet fel, mert annak a fokozatnak a bemenete van kapcsolatban azszal az antennával, amely a hasznos jelen kívül a zavaró amatőr-adó jelét is a készülékbe szállítja. Gyakran előfordul azonban az az eset, hogy a zavarás – azaz a keresztmoduláció – nem a keverőfokozatban, hanem például a KF-erősítő fo-

kozatban, vagy a demodulátorban jön létre. Ilyen esetben az amatőr adó rövidhullámú vagy UHF-jelét az árnycsökkentő vevőkészülék szóban forgó fokozatának vezetékai, alkatrészei veszik fel, kiámeretű antennaként.

Az antenna felől érkező jel által létrehozott keresztmodulációs zavarok ellen ugyanúgy védekezhetünk, mint a „frekvencia-matematika” alapján létrejövő zavarok ellen. Az antenna vezetékébe iktatott szűrőelemek a keresztmodulációs zavarokra is hatások. Nehézabb a keresztmodulációs zavarokat megszüntetni akkor, ha az amatőr adó jele a készülék szerelvényein bejutva okoz zavart. Ilyen esetben a vevőkészülék árnycsökkentése segíthetne, de ennek kivitelezése mag- lehetően körülményes.

A hangfrekvenciás interferencia (AFI = Audio Frequency Interference)

A térben jelenlévő nagyfrekvenciás energia nemcsak a nagyfrekvenciás fokozatokra, hanem a hangfrekvenciás árnycsökkentőkre is hatással lehet. A diódák, tranzisztorok és elektroncsövek a maguk nemlineáris karakterisztikájával mind egy-egy zavarjel-generátorként szerepelhetnek, ha elektródájukon az üzemi jelen kívül valamilyen relatív nagyamplitúdójú nagyfrekvenciás jel is megjelenik. A nemlineáris karakteristika következtében a nagyfrekvenciás jelre nézve egyenirányítás jön létre. Az így kapott egyenfeszültség megváltoztatja a fokozat munkapontját, esetleg olyan mértékben, hogy a fokozat teljesen működésképtelenné válik. Ha a nagyfrekvenciás jel szint nem túlzottan nagy, akkor csak az amatőr adó modulációja (a burkológörbe) jut be a hangfrekvenciás fokozatba és ott zavaróvá teszi az átvitt hasznos jelet. Különösen a meredek felületű moduláció jelelkek – mint pl. a CW-üzem – lesz hallható a hangfrekvenciás erősítőléncben. A billentyűzési „kopogás” gyakori zavarása a szomszédos magnetofonoknak, lemezjátszóknak és erősítőknak.

Az AFI elleni védekezés csak az illető zavart készüléknél lehetséges. A nagyfrekvenciás jeleknek a készülékbe jutását kell elsősorban megakadályozni. Mivel a hosszú csatlakozó vezeték egyúttal kitűnő rövidhullámú antennaként is szerepelnek, elsősorban a mikrofonok, hálózati csatlakozók, hangszóróvezetések készülékekbe való belépésének helyén lehet hatásos a védekezés. Elsősorban azok a szabad vezeték lehetnek gyanúsak, amelyek valamely kisszintű fokozat bemenetére csatlakoznak. Magnetofonoknál, lemezjátszóknál általában az előerősítő fokozat környékén keletkezik az AFI zavarás.

A 17.3. ábra hangfrekvenciás előerősítő nagyfrekvenciás védelmet mutatja. A nagyfrekvenciásan hidegítő kondenzátorok rendszerint segítenek a zavar leküzdésében. Értéküket mindaddig lehet növelni, míg az árnycsökkentő

17. Az amatőr rádióforgalom interferencia-zavarai

dr. Hetényi László okl. vill. mérnök HA 5 Bk

A rádióforgalomban kétféle zavart különböztethetünk meg:

- az amatőr adó által okozott zavarok más berendezésben,
- egyéb berendezések által okozott zavarok az amatőrállomás vételében.

Az első zavartípus ismét két részre bontható:

- az okozott zavarok az amatőr adó hibájából keletkeznek,
- a fellépő zavarjelenség a vevőkészülék konstruktív hibájából, vagy a teljesítettspecifikáció-elégtelen volta következtében áll elő.

Az első csoport két zavartípusa közül az a súlyosabb és kellenetlenebb, amely a saját adóinktól származik és a szomszédok rádióját, televízióját vagy esetleg lemezjátszóját zavarja. A rádiókészülékekben okozott zavarokat BCI-nek (bí-zi-áj), a televízió készülékekben okozott zavarokat TVI-nek (tí-ví-áj) rövidíti az amatőr nyelv a „Broadcasting Interference”, illetve a „Television Interference” nemzetközi megnevezések után.

A rádió-vevőkészülékek zavrása (BCI)

A műsorszóró adók vételére szolgáló rádió-vevőkészülékeket legnagyobb-részt középhullámon használják. Az amatőr adók által előidézett zavarok is rendszerint a középhullámú vétel alkalmával okoznak panaszokat. A zavarok okai az esetek nagy többségében a KH-vevőkészülékek hiányosságai-ból fakadnak és a zavarok eredete nem az amatőr adókészülék rovására irandó.

A középhullámú BCI elsősorban a vevőkészülék hiányos távolzelektivitá-sában rejlik. A szuper rendszerű vevőkészülékek jelentős mértékben képe-sék az antenna felől érkező jelet fel-venni a tükörfrekvenciákon. Egy 455 kHz-es KF-fel rendelkező középhullá-mú vevő tükörfrekvenciás tartománya 1430...2510 kHz. Bár a 160 méteres sáv jelenleg nincs engedélyezve, de ha volna, akkor az 1,75 MHz-es sáv ebben a tartományban foglalna helyet.

Egy szupervevő azonban nemcsak az úgynevezett tükörfrekvenciás sáv-ban vételképes, hanem egy egész sereg frekvenciatartományban. Ez azért van így, mert a lokál oszcillátor által vezé-relt keverőfokozat éppen a nagy keve-rőmeredekség érdekében túlzásért üzem-módban dolgozik, és a keverőeső áramában a lokál jel harmonikusainak számos tagja is megjelenik. Ez azt je-lenti, hogy a keverőfokozat (cső- vagy tranzisztor) a következő frekvenciák-kal képes létrehozni a középfrekven-ciás jelet:

- a KH-vétel frekvenciája:

$$f_v = f_{osc} - f_{KF}$$

- a tükörfrekvencia:

$$f_x = f_{osc} + f_{KF}$$

- az oszcillátor harmonikusából elő-író magasabb zavaró vételi frekvenciák

$$f_z = n \cdot f_{osc} \pm f_{KF}$$

Ha a keverőfokozat a modulátor-be-monet oldaláról is túl van vezérelve, azaz, ha a fokozat modulációs lineari-tása is elromlik, akkor a zavaró frek-venciák száma megokszorozódik:

$$f_z = n \cdot f_{osc} \pm \frac{1}{m} \cdot f_{KF}$$

ahol az n és az m 1, 2, 3, ... stb. egész számok lehetnek.

Ezen két utóbbi összefüggés azt mutatja, hogy a vevőkészülékek bizo-nyos sávokban kifejezetten zavarérzé-kenyek. A középhullámú szupervevők zavarérzékenységi sávjait a 17.1. ábra mutatja. Mint az ábrából látható, az amatőr sávokban való adás az alábbi oszcillátor-frekvenciák harmonikusai-val ad zavaró vételt:

1,75 MHz-es (160 m-es) sáv: 1. és 2. f_{osc}
3,5 MHz-es (80 m-es) sáv: 2. és 3. f_{osc}
7 MHz-es (40 m-es) sáv: 4., 5., 6. 7. f_{osc}

A zavaró vételi sávok átlapolásából az következik, hogy egy-egy amatőr-sáv-ban dolgozó adó a KH-vevőkészülék skáláján több helyen is vehető. Mind-ezen zavarokat csak a vevőkészülék távolzelektivitásának megjavításával lehet kiküszöbölni. A zavartatás szem-pontjából csak azok a jó középhullá-

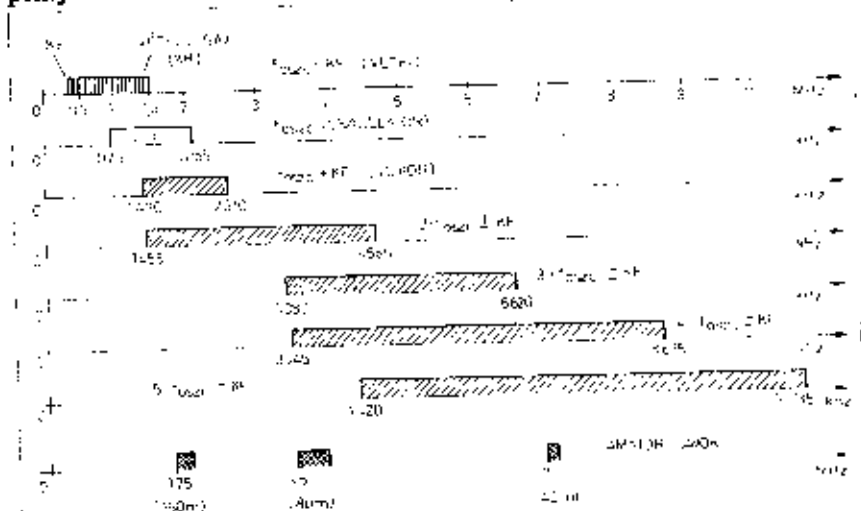
mú készülékek, amelyek kettős, vagy annál több beemelő körrel rendelkez-nek (hármás, vagy négyes forgókondenzátor). Mivel a vevőkészülékek ál-talában csak egy modulátor rezgőkört tartalmaznak (kettősforgó) és ezért távolzelektivitásai tulajdonságuk meg-lehetősen rossz, ezért azt mondhatjuk, hogy az amatőrök véletlensége mellett a KH-vevő antennája felől érkező BCI-zavart az adó-oldalon megszüntetni nem lehet.

A középhullámú vevőkészülék an-tennabemenetére helyezett szűrővel vagy szűrőkkel azonban lehet védekez-ni a BCI ellen, de ha a zavaris több készüléknél is észlelhető, akkor min-den egyes készüléket el kell látni a meg-felelő szűrőkkel. A vevőkészülék an-tennabemenetére helyezhető szűrőket mutat a 17.2. ábra, amelyekkel a 3,5 és 7 MHz-es BCI-zavarok csökkent-hetők. A zavarokat teljesen megszü-ntetni gyakorlatilag nem lehet, mert a szűrők nem tökéletesek és a vevőké-szülékek is vesznek fel jelet a tőrből közvetlenül, az antenna megkerülésé-vel.

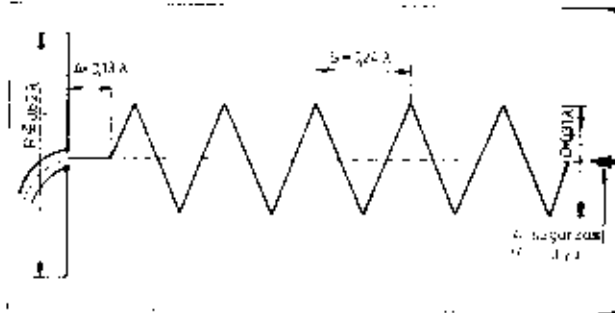
A BCI-zavarok akkor kellenetle-nek, ha valamelyik hazai műsorszóró adó műsorát zavarjuk. 455 kHz-es közepfrekvenciát feltételezve az 540 kHz-es vevőfrekvenciával üzemelő *Kosmuth-adó* műsorát az alábbi frek-venciájú amatőr adóknak zavarhatjuk:

$$3652,5 \text{ kHz} = 3 \cdot f_{osc} - \frac{1}{2} \cdot f_{KF}$$

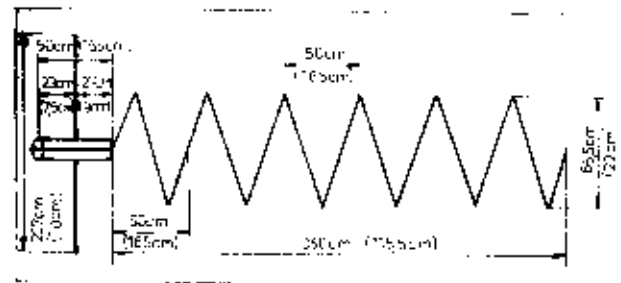
$$7192,5 \text{ kHz} = 7 \cdot f_{osc} + \frac{1}{2} \cdot f_{KF}$$



17.1. ábra. Egy középhullámú szupervevő (KF = 455 kHz) zavar-vételi frekvencia-tartományainak és az amatőr adó sávjának egymáshoz viszonyított helyzete



16.16. ábra. Helical-antenna



16.17. ábra. Helical-antenna a 2 m-es átmérőre

mű csoportantennáknál.) Az egyes szintek egymástól $\lambda/2$ távolságra vannak elhelyezve. A reflektorok távolsága a sugárzóktól $0,15 \lambda$. Az elérhető antennanyereség kb. 9,5 dB. A rendszer talpponti impedanciája az XX pontban 240 ohm. Az antenna széles-sávú (kb. 15 MHz a sávzélessége).

Az egyes szintek közötti összekötő-illesztő vezetékek keresztelik egymást. A keresztelési pontban gondosan el kell szigetelni egymástól a huzalokat. Az antennaelemek 10 mm-es átmérőjű anyagból készültek. Az összekötő keresztvezetékek 6 - 8 mm-esek.

Az antenna hátrasugárzási csillapítása 14 dB, vízszintes nyílásszöge 60° , függőleges nyílásszöge pedig 50° .

16 elemes csoportantenna

A 12-es csoportantenna még egy szinttel kiegészítve 16 elemes lesz. Az antennanyeresége ezáltal kb. 1 dB-lal megnő és eléri a 10,5 dB-t. A 16 elemes megoldás a 16.15. ábrán látható. A második és harmadik szint összekötése nem keresztelve, hanem párhuzamosan történik.

A 240 ohm bemeneti impedancia

megtartásához ebben az esetben a második és harmadik szint közötti összekötő-illesztő vezetékpárt úgy kell kialakítani, hogy az érpár közötti távolság és a huzalátmérő aránya 18:1 legyen. 3 mm-es huzalátmérő esetén 54 mm-nek kell lenni az érpár közötti távolságnak.

Az antennaelemek átmérője 10 mm, a keresztezett összekötő vezetékek átmérője 3 mm, az antenna magassága 3 méter. A hátrasugárzási csillapítás: 14 dB.

A csoportantennák kiképzésére még igen sok és változatos lehetőség nyílik, amelyeket mind ismertetni nem áll módunkban.

Helical antenna

Ez az érdekes kiképzési antenna tekercs-antenna, helix-beam néven is ismeretes. A polarizációja kör alakú. Kör alakú polarizáció úgy jön létre, ha a sugárzót 1λ -jú menetekké alakítjuk ki. A menetek távolsága $0,24 \lambda$.

A helical beamet a 16.16. ábra szemlélteti.

A menetek átmérője az alábbi összefüggésből számítható ki:

$$D = \frac{9300}{f [\text{MHz}]} [\text{cm}]$$

Egy menet kerületének hossza így $L = 3,14 D$. Az egyes menetek közötti távolság legkedvezőbb értéke:

$$S = \frac{7200}{f [\text{MHz}]} [\text{cm}]$$

A sugárzó eljára merőlegesen helyezkedik el a reflektorfal, amely általában kör alakú kiképzésű.

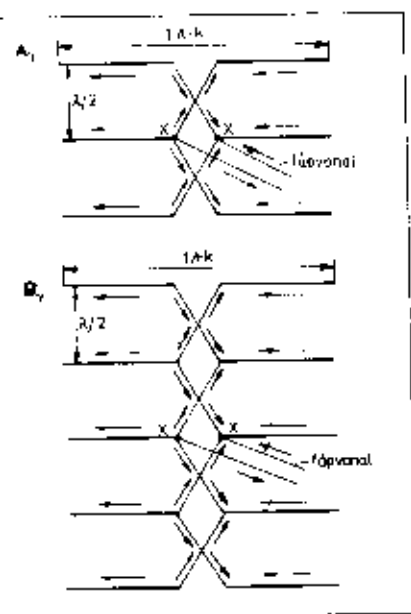
A reflektorfal átmérője $\approx 0,62 \lambda$. A reflektor és az első menet között $0,13 \lambda$ távolságot célszerű venni. A tekercs anyaga $0,02 \lambda$ átmérőjű anyag legyen. 6 menettel 11 dB, 10 menettel 13,2 dB antennanyereség érhető el.

Az antenna talpponti ellenállása (egy menetre) 136 ohm. Rövid távpontra esetén közvetlenül is táplálható 76 ohmos koaxiális kábellel.

A 16.17. ábrán a 2 méterre méretezett helical-beam látható.

Felhasznált irodalom:

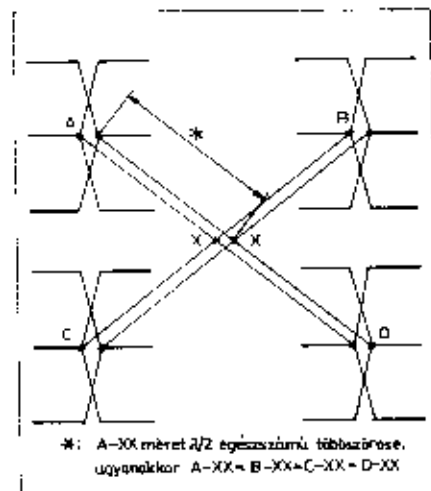
1. K. Rothammel: Antennakönyv. 1975, Berlin
2. Dr. Flórián Endre: Mit kell tudni a rádióhullámok terjedéséről. 1963, Budapest



16.12. ábra. Három (a) és öt szintű (b) kialakított csoportantenna. Az XX pontban mérhető impedancia harmada illetve ötöde az alapsugárzó bemeneti impedanciájának

feszültség táplálási dipólok, reflektorral vagy reflektorfallal kiegészítve. Az egész hullámú alapsugárzók nagy talpponti impedanciája lehetőséget nyújt – a fázishelyes összekötés, „csoportosítás” után – a rendszer közvetlen táplálására.

Az egész hullámú antennákat nagyon gondosan szigetelni kell a betáplálási pontokban (feszültségmaximumok). A feszültségminimumok az egész hullámú dipólvégektől $1/4 \lambda$ távolságra alakulnak ki. Ezeket a helyeken lehet fémesen rögzíteni a su-



16.13. ábra. Négy db azonos impedanciájú antenna szimmetrikus táplálása hangolt összekötő vezetékkel. Az X-X pontban mérhető impedancia negyedrése egy különálló csoportantenna talpponti impedanciájának

gázókat. Mivel az egész hullámú dipól feszültségeloszlása nem egyenletes, fémes rögzítés helyett előnyösebb a műanyag szigetelőkkel történő megoldás.

A csoportantennák táplálása

A 16.11. ábrán látható csoportantenna négy egész hullámú dipólból áll. Az antennaelemek átmérője (d) 20 mm, az üzemi frekvencia 145 MHz (± 1 MHz). Hullámhosszban kifejezve 207 cm. A hullámhossz és az átmérő viszonya 100. Ennek megfelelően az egész hullámú dipól talpponti ellenállása 1100 ohm. A rövidülési tényező $k = 0,87$. Az egész hullámú dipól geometriai hossza $207 \cdot 0,87 = 180$ cm.

A négy egész hullámú dipólt összekötve $1100:4 = 275$ ohm eredő ellenállást kapunk. 280 ohmos kábellel a rendszer közvetlenül is táplálható. Az egyes antenna-szintek $\lambda/2$ távolságra vannak egymástól.

Három és öt szintű kialakított csoportantennát és táplálásuk megoldását mutatja a 16.12. ábra.

Négy db háromszintű csoportantenna fázishelyes, impedanciahelyes összekapcsolását, illesztését szemlélteti a 16.13. ábra. Ebben az elrendezésben, ha pl. a dipól-csoportok az A, B, C és D pontokban 240 ohm bemeneti ellenállást képviselnek (a valóságban kb. 366 ohm), a párhuzamos összekötés után, az XX pontban $240:4 = 60$ ohm bemeneti impedanciát kapunk. A négy összekötő tápvonal darab hossza $\lambda/2$, vagy ennek egész számú többszöröse. Mind a négy hosszának azonosnak kell lenni.

Az összekötést hangolatlan, illesztett összekötő vezetékkel is megoldhatjuk. Ebben az esetben az összekötő vezetőknek hosszúságára csak az a megkötés, hogy pontosan egyenlők legyenek.

Az egész hullámú dipóllal párhuzamosan, $0,15 - 0,25 \lambda$ távolságra parazita reflektort elhelyezve, 3 dB nyereséghez jutunk, bár ezzel egyidőjleg megváltozik a sugárzó talpponti impedanciája. (A reflektor két $\lambda/2$ -es részből áll.)

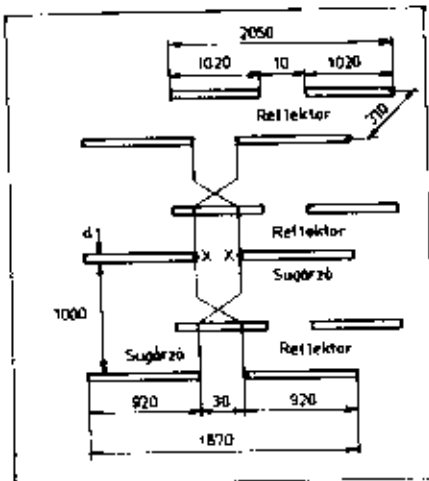
A reflektorok hosszát az alábbi összefüggéssel számíthatjuk ki:

$$\text{Reflektorhossz} = \frac{152000}{f \text{ [MHz]}} \text{ [mm]}$$

A reflektor és a betáplált elem azonos átmérőjű anyagból készült. A reflektorok rögzítését a betáplált elemekhez hasonló módon kell megoldani.

A reflektorokat a deciméteres hullámokon összefüggő reflektáló felülettel, ún. reflektorfallal helyettesítik. A reflektorfallnak legalább $\lambda/2$ -vel kell minden irányban, nagyobbak lenni a sugárzó (-k) felületénél. A rudszerű reflektorral ellentétben a reflektorfall mérete nem függ össze az üzemi hullámhosszal.

A szelthetős csökkentése érdekében a reflektorfallat csuklóból vagy párhuzamos elemekből alakítják ki. A fémháló lyukbővegének $1/20 \lambda$ -nál nem szabad nagyobbak lenni.



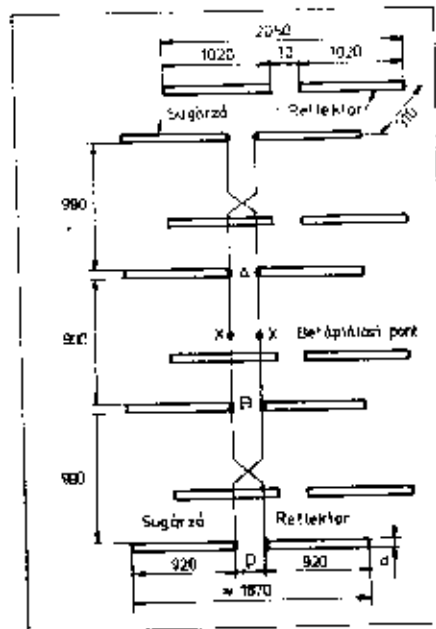
16.14. ábra. 12 elemes csoportantenna a 2 m-es távra

A kb. $0,65 \lambda$ -ra elhelyezett reflektorfall eredményezi az elérhető legnagyobb antennanyereséget. Gyakorlati megfontolásokból azonban általában csak $0,15 - 0,25 \lambda$ távolságokat alkalmaznak.

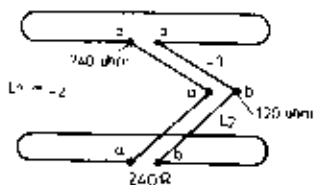
Nagy méretű reflektorfallal 6-7 dB nyereségnövekedés várható. Ennél nagyobb nyereséget sarokreflektorral vagy parabolareflektorral lehet elérni.

12 elemes csoportantenna 2 méterre

A 16.14. ábrán látható 12-es csoportantennában három egész hullámú parazita reflektoros antennaszintet tartalmaz. (Mind a félhullámhosszú elemet 1-nek számítanak az egész hullá-



16.15. ábra. 16 elemes csoportantenna a 2 m-es távra. A D távolság az összekötő vezeték mértékéből függ



16.8. ábra. Két egymás fölé elhelyezett Yagi-antenna (sugárzó része) azonos fizikai gerjesztése hangolatlan összekötő vezetékkel

megjelenő ellenállás éppen fele lesz az összekötött antennák talpponti ellenállásának, így gondoskodni kell a

$$\frac{240}{2} = 120 \text{ ohmos pont és a tápkábel}$$

mögfelelő illesztéséről (illesztőtágos impedancia-transzformátorral).

Négy yagi összekapcsolása esetén (emeletes kiképzéssel) a 240 ohmos

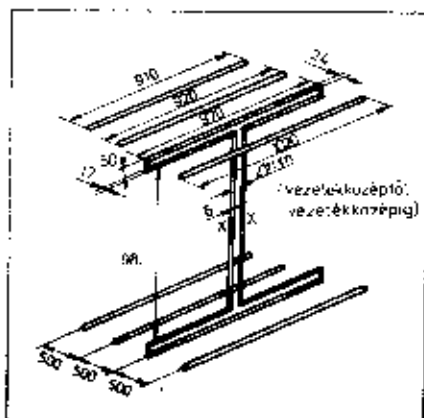
$$\text{talpponti impedancia } \frac{240}{4} = 60 \text{ ohm}$$

lesz a tápkábel csatlakozási közép-pontjában. (1:1 szimmetrizálóval 60-75 ohmos koaxiális kábellel közvetlenül táplálható.)

Két egymás fölé helyezett Yagi-antenna (sugárzó része) azonos fizikai, tetszőleges hosszúságú, hangolatlan összekötő kábellel történő összekötését ábrázolja a 16.8. ábra.

Emeletes antennák hangolt illesztőkábellel történő összekapcsolása mechanikailag kissé munkaigényesebb, de az időjárásnak jobban ellenállóbb, szilárdabb, a nagyobb teljesítménnyel is táplálható, mint a hangolatlan TV-kábellel összekötött emeletes rendszer. A hangolt illesztőkábel teljes hossza elektromosan: $2 \cdot \lambda/4 = \lambda/2$. A kábel hullámellenállását az egyes szintek talppontiellenállása (Z_{ant}) és a levezető tápvonal hullámellenállása ($Z_{tápv}$) határozza meg az alábbi összefüggés alapján:

$$Z = \sqrt{Z_{ant} \cdot 2Z_{tápv}}$$



16.9. ábra. 4/4 elrendezésű emeletes Yagi antenna (DL 3 FM)

Ez tehát két szint összekötésére dr. vényca.

Ha pl. két 240 ohmos antennát kívánunk összekötni $\lambda/2$ hosszúságú illesztőkábellel, 75 ohmos (szimmetrikus) tápvonalhoz a következő hullámellenállás-értéket kapjuk:

$Z = \sqrt{240 \cdot 2 \cdot 75} = 189,7 \text{ ohm}$. Az illesztőkábel, amely a két antennát összekapcsolja, 189,7 ohmos szimmetrikus vezetékkel kell elkészíteni.

Hasonló megoldáson alapul az alábbiakban ismertetett emeletes antenna.

4/4-es emeletes Yagi-antenna (DL 3 FM)

Az alapantenna egy négyelemes yagi, melynek a tápláló elem, a hajlított dipól, a szükséges talpponti impedancia elérése érdekében két különböző átmérőjű anyagból készült (lásd 16.9. ábra). Az egyes szintek bemeneti ellenállása ezáltal 110-110 ohm lesz. A két antennaszint párhuzamos illesztőkábellel van összekötve, amely elektromosan $\lambda/2$ hosszúságú. 240 ohmos tápvonal használata esetén a 98 cm hosszú illesztőkábel

$Z = \sqrt{110 \cdot 480} = 230 \text{ ohm}$ hullámellenállású szimmetrikus vezetékkel készült. 21 mm-es térközrel 6 mm-es, vagy 35 mm-es térközrel 10 mm-es huzalból készíthetünk ilyen hullámellenállású szimmetrikus vezetékpárt. A 240 ohmos tápvonal a $\lambda/2$ hosszúságú érpár geometriai középpóhoz, az XX pontba csatlakozik.

A félhullámú vezeték megszabja a szintek közötti távolságot, így nem számíthatunk az elérhető legnagyobb antennanyereségre. A reflektor- és a direktor-elemek 15-25 mm-es csőből készültek. A tartócső átmérője 20-30 mm.

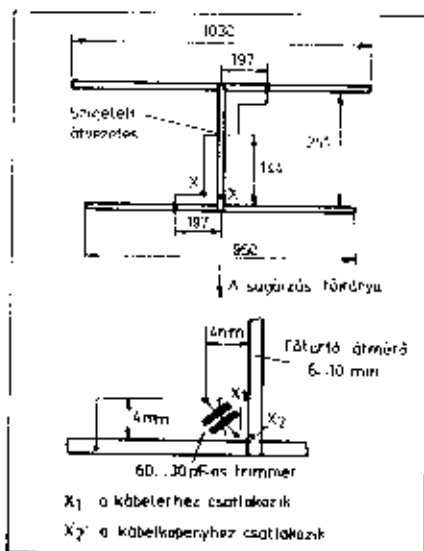
Az antenna nyeresége 9,5 dB, hátrasugárzási csillapítása 17 dB. Vízszintes nyílásszöge 58°, függőleges síkú nyílásszöge 54°.

Emeletes hosszú Yagi-antennák

Hosszú Yagi-antennákból is kialakíthatók emeletes rendszerek, de figyelemmel kell lenni, az alapantenna tartórúdjának (boom) hosszára. Az emeletek közötti távolságot megkapjuk, ha a boom hosszát kb. 0,75-tel megszorozzuk. Így 4 méteres boom esetében kb. 3 méternek kell lenni az egyes szintek távolságának. A két antennát összekötő illesztőkábel hossza $2/4 \lambda$, $4/4 \lambda$, $6/4 \lambda$, $8/4 \lambda$... stb. lehet ($1/4 \lambda$ pároszámú többszöröse). Hullámellenállását az előzőekben elmondottak szerint kell megállapítani.

HB 9 CV antenna 2 méterre

A rövidhullámú változathoz hasonlóan az URH sávban is jó eredménnyel alkalmazzák a HB 9 CV aktív elemekkel dolgozó antennáját. A 2 méteres

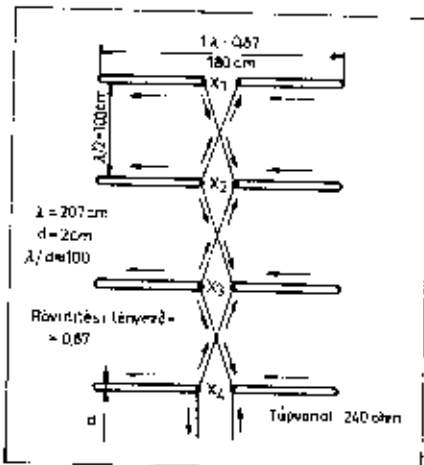


16.10. ábra. Kétféle HB 9 CV-antenna felépítése (a) és részletrajz a táplálási pontból (b)

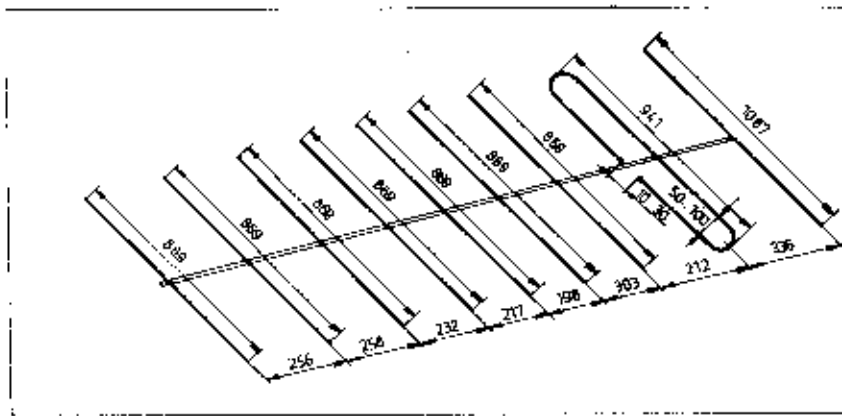
HB 9 CV a 16.10. ábrán látható. A méretek szerint elkészített antennát 60 ohmos koaxiális kábellel közvetlenül is táplálhatjuk, ha a belső ér az X_1 ponthoz csatlakozik, a kábel köpenye (fémfonata) az X_2 ponthoz (fém-tartó). A kábel belső arányával sorba-kapcsolt 6-30 pF-os kondenzátorral lehet a „T”-tagok induktív, meddő összetevőit kompenzálni. A két illesztő gamma-tag 2 mm-es vezetékkel készült. A fűzéstőlást biztosító összekötő vezeték szintén 2 mm-es. Az antennaelemek (direktor és reflektor) 5-7 mm-es anyagból készültek. A 2 méteres sávra méretezett HB 9 CV antennanyeresége kb. 5 dB, hátrasugárzási csillapítása jobb, mint 20 dB. Vízszintes irányú nyílásszöge kb. 75°.

Csoportantennák

A csoportantenna olyan emeletes kiképzésű antennarendszer, amelyben az alapantennák egészhullámú, tehát



16.11. ábra. Négyesintes csoportantenna (betáplálás az X_1 pontban)



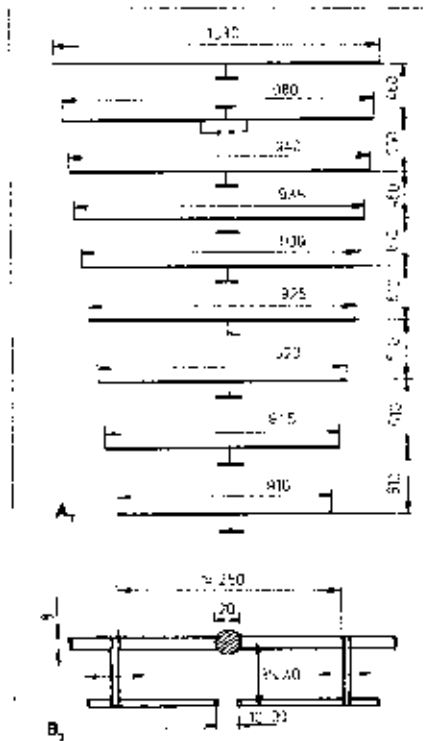
16.5. ábra. Kilenc elemes Yagi-antenna

rets, annál nagyobb a nyeresége, helyes méretezés esetén. A gyakorlati megfigyelések alapján 2–3 λ -nál nem érdemes hosszabb szerelés kialakítása, mivel ezen túl már csak csekély nyereségnövekedéssel számolhatunk.

A hosszú yagiknál különösen nehéz az átmeneti szakasz helyes méretezése, az optimális csatlós beállítása. Hosszú Yagi-antenna építéskor különös gondtal vigyázzunk a méretek pontos betartására.

Kilenc elemes hosszú Yagi-antenna

A 16.6. ábrán vázlatosan ismertetett kilenc elemes hosszú yagi kitűnik nagy nyereségével (13,5 dB).



16.6. ábra. Kilenc elemes hosszú Yagi-antenna DL 6 WU szerint (a) és részletrajz a táplált antennaelemről (b)

DL 6 WU, az antenna konstruktőre a kilenc elemmel elérhető legnagyobb nyereségre törekedett, így a lecsökkent sávvezélességet nem vette figyelembe. Az antenna talpponti impedanciája az ábrán közötti illesztő T-taggal 240 ohm. Természetesen a betáplált elem módosításával más impedancia értékek is beállíthatók. (Gamma- vagy omega-illesztéssel). Az antenna hátrasugárzása csillapítása 19 dB, vízszintes nyílásszöge 35° , függőleges nyílásszög 40° . Az antennaelemek 4–6 mm-es anyagból, míg a tartórúd 20 mm-es csőből készült.

Tizenegy elemes hosszú Yagi-antenna

A kilenc elemes hosszú-yaginál valamivel kisebb nyereséget (12 dB), de sokkal nagyobb sávvezélességet biztosít a 16.7. ábrán szemléltetett hosszú-yagi (142–148 MHz). Az antennaelemek 12 mm átmérőjű csőből készültek. A tartórúd 20–30 mm-es. Más impedancia-értékre való módosítása itt is lehetséges, a betáplált elem átalakításával. A hátrasugárzási csillapítása kb. 20 dB, a vízszintes nyílásszög 38° , a függőleges nyílásszög 43° .

A tartórúdat, nagy hosszából adódóan, legalább három helyen kell fel függeszteni, a kellő stabilitás érdekében.

Emeletes Yagi-rendszerek

Az UHF-összeköttetések gyakorlatában sok esetben szükség van nagy nyereségű és nagy vízszintes nyílásszöggel rendelkező antennára (versenytb. alkalmával). Két azonos méretű Yagi-antenna egymás fölötti elhelyezésével, azaz emeletes kiképzéssel olyan rendszert kapunk, amely megtartja az egyedi Yagi-antenna vízszintes nyílásszögét, de lecsökkenti, azútként a függőleges nyílásszöveget, ezáltal bizonyos nyereséggel rendelkezik az egyedi Yagik nyereségéhez viszonyítva. Két Yagi-rendszer egymásra helyezésevel kb. 2–2,7 dB nyereséget érhetünk el, ha az emeletek között betartjuk az optimális távolságot és

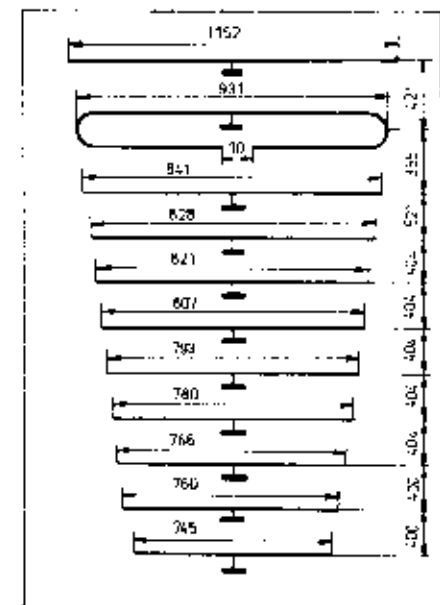
biztosítjuk a két vagy több antenna fázishelyes illesztését a tápvonalhoz. Az elméleti számítások 3 dB nyereséget a gyakorlatban csak megközelíteni lehet. Több emelet kialakításával annyiszor kb. 2,5 dB-rel növekszik a nyereség, valahányszor megkétszerezük az elemek számát. Pl. ha két kilenc elemes hosszú yagiból emeletes rendszert hozok létre, 13,5 dB + 2,5 dB = 16 dB várható nyereséggel kell számolni, ha a két antenna közötti távolság legalább 3 méter.

Az emeletek közötti távolságot – a két antenna közötti szintet – úgy kell megválasztani, hogy a két vagy több antenna hatásos felületi ne arányköljék, ne fedjék egymást. Kéthárom elem esetében kisebb emelet-távolság szükséges, mint a 10–16 elemes antennákból kialakított rendszerek esetén. Így három elemes Yagi-antennák esetében kb. $0,7 \lambda$ a szintek közötti távolság, öt elemes yagik esetében $0,8 \lambda$; 7 elemes Yagikat 1λ , 9 elemes Yagikat $1,2 \lambda$ szintkülönbséggel célszerű telepíteni.

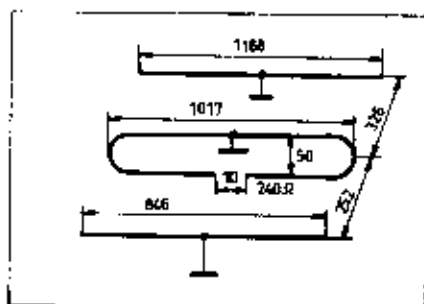
Az emeletes rendszer táplálásánál alapkövetelmény, hogy minden egyes szintet, emeletet, azonos fázisban, azonos mértékben kell táplálni.

Erre két lehetőségünk nyílik: hangolt illesztőkábel használata, vagy hangolatlan összekötő kábel használata.

Az emeletes Yagi-antennák táplálásához, az egyes szintek összekapcsolásához, legalkalmasabb a hangolatlan összekötő kábel használata, amely teljes szerinti hosszúságú lehet, de hullámlenülsőnek meg kell egyeznie a yagik talpponti ellenállásának értékével. Pl. 240 ohm talpponti impedanciájú két antenna összekapcsolásához, 240 ohmos kábel szükséges. A hangolatlan összekötő kábel geometriai hosszának közepéhez csatlakozik a tápkábel. Ebben a pontban azonban a



16.7. ábra. 11 elemes hosszú Yagi-antenna



16.2. ábra. Háromeleemes, szélessávú Yagi-antenna

A központi tartórúdnak különösebb jelentősége nincs, így az ideiglenes megoldásnál lehet fa, vagy műanyag is. Az elemek anyaga lehetőleg a legjobb vezető legyen (tisztá alumínium). A réz és ezüstözött csöveket védeni kell a korrózió ellen. Mivel a nagyfrekvenciás áramok a vezető felületén terjednek, nem szükséges ragaszkodni sem a tömör, sem a kör keresztmetszetű idomhoz. Tartó rúdnak előnyök a négyzet és téglalap keresztmetszetű alumínium profilok. Az alábbiakban közölt Yagi-típusok a sávközépre (2 méteres sáv), 145 MHz-re lettek méretezve. Az elemek geometriai közepé, mint feszültségminimum-hely, a tartórúdon keresztül van földponton.

Háromeleemes Yagi-antenna

A 16.2. ábrán látható háromeleemes Yagi-rendszerű antenna talpponti ellenállása 240 ohm. Nagy sávzélességgel rendelkezik, így a sáv elején és a sáv végén közel azonos, 5 dB nyereséget ad. Az antenna hátraugárási csillapítása 15 dB. A vízszintes nyílásszöge 75°, a függőleges nyílásszöge pedig 120°. Az antenna közvetlenül 240 ohmos párhuzamos tápvezetékkel (TV-kábel), vagy impedancia-tranzformátoron (szimmetrizálón) keresztül

80 ohmos koaxiális kábellel is táplálható. Az elemek 6–10 mm átmérőjű anyagból készültek.

Négyeleemes Yagi-antenna

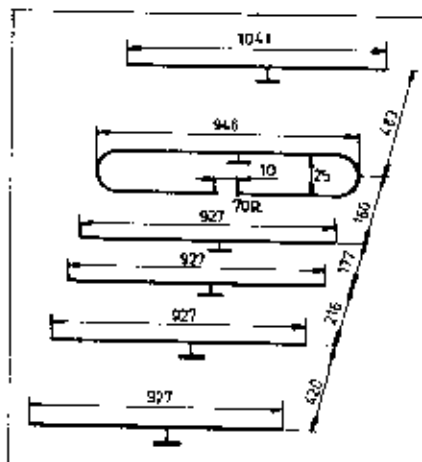
Négyeleemes, kissé keskenyebb sávzélességű Yagi-antennát ábrázol a 16.3. ábra. Az antenna egy táplált elemből, egy reflektorból és két direktorból áll. A táplált elem gamma-illesztőtagos megoldású, így közvetlenül táplálható 70–75 ohmos koaxiális tápvonallal. Az antenna nyeresége jobb mint 7 dB. A hátraugárási csillapítása 13–16 dB. A vízszintes nyílásszöge 80–85°, a függőleges nyílásszöge 75°. Az elemek átmérője: 6–10 mm.

Hatteleemes Yagi-antenna

Keskeny sávátfogással, de aránylag jó nyereséggel rendelkezik a hatteleemes Yagi-antenna (16.4. ábra). A direktorok száma négyre növekedett ebben az elrendezésben. Az antenna talpponti impedanciája 70–75 ohm körüli érték, így szimmetrizálón keresztül közvetlenül is táplálható 75 ohmos koaxiális kábellel. Az antennaelemek 6–8 mm átmérőjűek. Az antenna nyeresége 8,5 dB, a hátraugárási csillapítás 10–18 dB értékű. A vízszintes nyílásszög 55°, míg a függőleges nyílásszög 70°.

Kilenceleemes Yagi-antenna

A teljes kétnégyes sávot átfogó, hozzátartozólagosan 10 dB nyereséggel rendelkező, kilenceleemes Yagit ábrázol a 16.5. ábra. Az antenna hátraugárási csillapítása 14–16 dB. A vízszintes nyílásszöge 48°, függőleges nyílásszöge 58°. A táplált elem 240 ohmos, hurokdipól kitérzésű. A talpponti impedancia a szarancsés elrendezésből adódóan nem csökkent, így 240 ohmos szimmetrikus kábellel (TV-kábel) köz-



16.4. ábra. Hatteleemes Yagi-antenna

vetlenül is táplálható. A táplált elem „szimpla” 75 ohmos dipóllal is helyettesíthető, ebben az esetben 1:1 szimmetrizálóval vagy gamma-illesztőtaggal, koaxiális kábellel táplálhatjuk az antennát. Amint az előzőekben már említett nyert, koaxiális kábellel való táplálás esetén az irányjelleggörbe bizonyos módosulásával kell számolni. Az antenna eleméit 10–20 mm átmérőjű anyagból készítsük.

A hosszú Yagi-antennák általános ismertetése

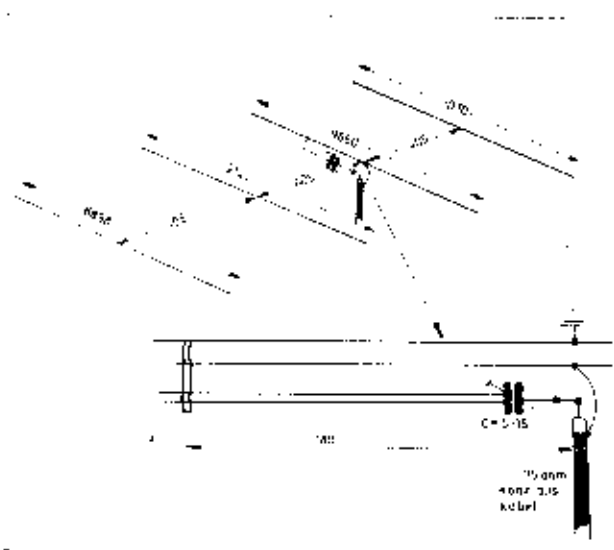
A hosszú Yagi-antennarendszerek (long-yagi) az Uda-Yagi parazita beam módosított változatai. A hosszú (long) elnevezés az elemeket tartó rúdra (távartóra) vonatkozik. A hosszú Yagi-rendszereket vizsgálva megállapíthatjuk, hogy mindegyik antenna három főbb szakaszból áll: 1. táplálási szakasz; 2. átmeneti szakasz és 3. irányító szakasz.

A táplálási szakaszban van a táplált elem, a reflektor(ok) valamint azok a direktorok, amelyeknek feladata az antenna sávzélességének növelése, az antenna talpponti ellenállásának adott értékű kialakítása.

A táplálási szakaszhoz illeszkedik az átmeneti szakasz, amely egy vagy több direktorból áll. Az átmeneti szakasz biztosítja az optimális csatlakozást a táplálási szakasz és az irányító szakasz között.

Az irányító szakasz több direktorból áll, amelyek legfeljebb $0,35 \lambda$ távolságra helyezkednek el egymástól ($0,37-0,39 \lambda$ – kritikus direktortávolság – elérése után rohamosan csökken az antenna nyeresége).

A táplálási szakaszban levő első direktort (hosszú Yagi-antenna esetében) általában $0,1 \lambda$ távolságra helyezük a táplált elemtől, biztosítva a rendszer szükséges csatlakozását. A hosszú yagik nyeresége általában 2,5–3,5 dB-lel több, mint a normál méretezésű yagiké, azonos elemzám esetében. Minél nagyobb a hosszú-yagi tartórúdra, azaz a rendszer hosszúsági mé-



16.3. ábra. Négyeleemes Yagi-antenna 155–146 MHz-re

16. Ultrarövid hullámú antennák

Nánási Kálmán HA 5 DR

Az antennával kapcsolatos általános meghatározások nem tartalmazznak frekvenciafüggőséget, ezért természetesen bármilyen frekvenciára készített antennára, így az ultrarövid hullámú sugárzókra is érvényesek. Az URH-antennákkal (mivel ezek méreteiknél fogva jóval kisebbek a rövidhullámú társaiknál) való kísérletezgetésre (elemzés-növelés, csoportosítás stb.) kisebb munkafordítással nagyobb lehetőség nyílik.

Az URH-antennák készítésénél természetesen fel lehet használni az iparilag előállított (kissé alacsonyabb frekvenciákra méretezett) URH- és TV-antennákat, ha azokat megfelelően újraméretezzük és átalakítjuk.

Az URH-antennák szerelési (üzemelési) magassága olyan legyen, hogy a legerősebb szélhatásoknak ellenállva szilárdan (balesetmentesen) lechessen bizonyos irányokban (állandóan vagy ideiglenes jelleggel) megtartani. A talajszint feletti 1–2 λ üzemelési magasságot (kiterhelések kivételével) a stabil telepítési URH-antennák messze meghaladják.

Az URH-antennákat öntartó – forgathatóan kiképzett – antenna-árbcokkra, „toronyokra”, vagy csak egyszerűen a tetőszorkozatra erősítve szerelik fel. Napjainkban már egyre több URH-amatőr rendelkezik komolyabb anyagi befektetést igénylő, az általános szerelési magasságtól nagyobb talajszint feletti magasságot biztosító „toronnyal”, amelyre több irányba és több frekvenciára lehet stabil vagy forgatható kiképzésű antennát elhelyezni.

Az URH-antennák telepítési magasságának megválasztásánál a célzerűség és a gazdaságosság figyelembe vételével bizonyos középútat kell választani.

Az URH-sávokon – amatőr viszonylatban – a vízszintes polarizáció használata vált egyeduralmukodóvá, de ez nem zárja ki azt, hogy ne történjenek kísérletek a függőleges és a körkörös polarizált antennákkal, antonarendszerekkel.

Az ultrarövid hullámok, mivel az ionoszféráról nem, vagy csak ritkán verődnek vissza, egyenes vonalban terjednek. A terjedés folyamán nem szenvednek polarizációs változásokat, így igen fontos, hogy az adó- és a vevő-antenna polarizációja azonos legyen.

A megfelelő URH-antenna kiválasztása igen nehéz, hisz egy antennáról mindig a gyakorlatban nyújtott teljesítménye után vonhatjuk le a végső következtetéseket, és ekkor dől el, hogy a megépített antenna (nyereség, jelleggörbe alakulása stb. szempontjából) megfelel-e az irodalom által közlőkkel és igényeinket kielégíti-e.

Az URH-antenna készítése nagy körültekintést, pontosságot és türelmet igénylő munka. A szükséges anyagok „felkutatása”, beszerzése ma már nem jelenthet komolyabb nehézséget sem a vidéki, sem a fővárosi URH-amatőrök számára.

144 MHz-en a hosszú yagi (long-yagi) típusú, parazita elemes, irányított rendszerű antennák igen elterjedtek. Nagyobb teljesítményt adnak a csoport kiképzési rendszerek. Ez azonban nem jelenti azt, hogy az antenna-építésben járatlan tevékenységét ilyen, vagy hasonló komolyabb felkészültséget igénylő munkával kezdje.

Az URH-antennák célzzerű gyakorlati alkalmazásához az alábbiak az irányadók.

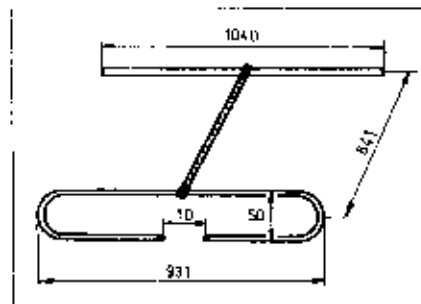
Közepes igények kielégítésére (vagy kezdőknek) három, de legfeljebb 5–8 elemes Yagi-antenna a leggazdaságosabb. A nagyobb Yagi-rendszerek nagyobb nyereséggel rendelkeznek ugyan, de a keskeny, vízszintes nyalábolás által megnehezítik az összeköttetések létrehozását. Nagy antenanyereséggel és nagy vízszintes átki nyílásszöggel rendelkeznek a függőleges sokemeletes Yagi-rendszerek.

DX-vadászathoz, nagy távolságok áthidalására igen alkalmasak a csoportantenna-rendszerek, és a hosszú yagik.

Különleges célokra (pl. meteorionvonalas összeköttetésekhez) szintén a hosszú yagi antennák bizonyultak a legalkalmasabbaknak, és műholdas összeköttetésekhez a fentiakon kívül karcot-yagikat (függőlegesen és vízszintesen polarizált yagi) és Helical beamet alkalmaznak. Hold-visszaverődéses kísérletekhez ismeretesek a hatalmas geometriai méretekkel rendelkező parabola-rendszerű sugárzók.

Kételemes, parazita-reflektoros antenna

A 144–146 MHz-re méretezett antennát szemléltet a 16.1. ábra. A táp-



16.1. ábra. Kételemes, parazita-reflektoros antenna

lált elem, 240 ohmos hajlított dipól, amelytől 0,3 λ távolságra van a reflektor hangolási parazita elem elhelyezve. Az antenna vízszintes sugárzási jelleggörbéjéből adódóan a vízszintes nyílásszöge 75°. A függőleges síkban mért nyílásszöge 140°. Az antenna nyeresége 3,5–4,5 dB. A hátrasugárzás csillapítása 6–8 dB.

Az URH Yagi-antennákról általában

A Yagi-antennák méretezésénél (háromnál több elem) pontos számítási eljárást eddig még nem sikerült kidolgozni. Általános összefüggéseket ismerünk. Tudjuk, hogy a Yagi-antenna nyeresége függ az elemek számától és méreteitől (hossz és átmérő), az elemek közötti távolságoktól. Ezek az adatok határozzák meg az antenna talpponti elhelyezését, sávszélességét és a sugárzási jelleggörbe alakulását. Az elemek számának növelésével az egymáshatások variációs lehetőséggel megokszorozódnak és sok esetben csak a gyakorlati művészekkel tisztázhatók. Ma már ismeretesek olyan Yagi-megoldások, amelyek a nagy antenanyereségek kivül nagy sávszélességgel is rendelkeznek.

Az általános összefüggéseket az alábbiakban összegezzük. A reflektor hosszának kb. 5%-kal kell nagyobb lenni, mint a betáplált elem hosszának. A kettőjük közötti távolság 0,15–0,3 λ közötti érték. Több hangolt reflektor alkalmazásával nem növelszük a Yagi nyeresége. A direktorok hossza 0,43–0,46 λ között van. A direktorok 0,15–0,25 λ -ra vannak elhelyezve egymástól, valamint a betáplált elemtől. Több direktor alkalmazása esetén a betáplált elemhez legközelebbi a leghosszabb, míg a többi rendszerint fokozatosan csökkenő hosszal rendelkezik.

A Yagi-antenna elemei – általában a gyakorlatban – a geometriai központjukban (az árammaximum és feszültségminimum helyén) szigetelés nélkül, közvetlenül, kúmesen a tartórúdra (boom) vannak ráerősítve. Ez elektromosan nem jár semmilyen hátránnyal sem, viszont villámvédelmi szempontból igen előnyös megoldás.

Az antenna tartórúdjának átmérője (ha vastag a cső) módosítja az elemek rezonancia-hosszát. Vastag tartórúd (boom) esetén az elemeket kissé meg kell hosszabbítani. A következőkben közölt antennaméretek 20–30 mm-es központi tartócsőre vonatkoznak. A vízszintes polarizált Yagi-antennákat a súlypontjukban kell az árbocokhoz erősíteni, míg a függőleges elrendezésűket a függőleges árbocból távolabb egy vízszintes konzolra szereljük.

Alapozás nélkül is tartós védelmet biztosít az **ORKÁN** festék

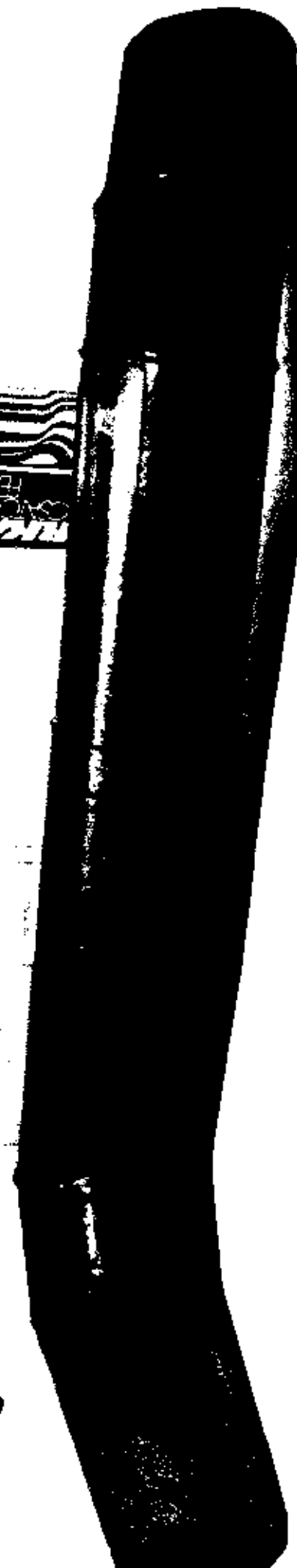
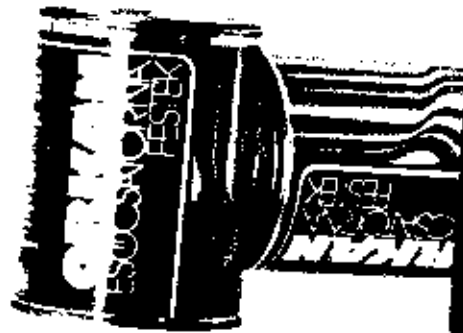


Beszerezhető:

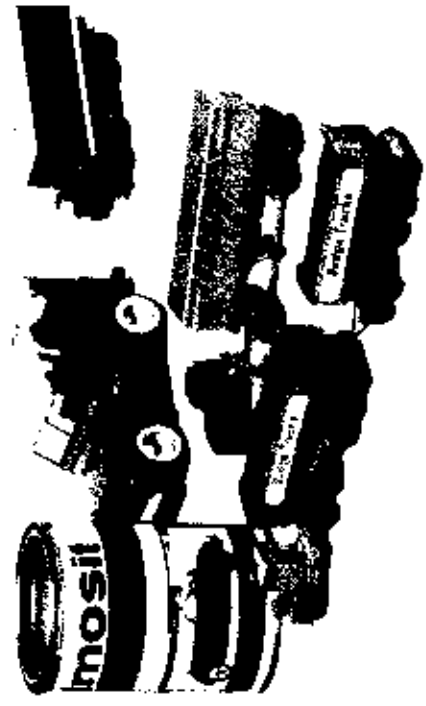
a TVK mintaboltokban
Budapest V., Pilyax köz 2—4.
Miskolc, Petneházy utca 6.
Pécs, Kossuth Lajos utca 47.
és a szaküzletekben.

Szaktanácsadás:

TVK Vevőszolgálat
Budapest V., Pilyax köz 2—4.



A TEROTEX TERMÉKEK MINDEN GÉPKOCSI HASZNOS SEGÉDANYAGAI



Beszerezhető:

a TVK mintaboltokban

☞ Budapest V., Pilyvax köz 2—4.

Miskolc, Petneházy utca 6.

Pécs, Kossuth Lajos utca 47.

és a szaküzletekben.

Szaktanácsadás:

TVK Vevőszolgálat

Budapest V., Pilyvax köz 2—4.

irányíthatással és nyereséggel dolgozzon.

Az antenna telepítését a 15.64. ábra mutatja 14,200 MHz-re, mérlelve.

A közötti méretek betartására nagy gondot kell fordítani, mivel az antenna – mint minden fázistáplálású sugárzó – nem nagy sávzélességű (kb. 200 - 250 kHz).

Mind a két quad-ellem műanyag-szigetelésű antennalitzéből készült. A sugárzó (DE) és a direktor (D) elemek körülrít az alábbi összefüggések adják meg:

$$\text{Sugárzó (DE)} = \frac{30 \cdot 956}{f_{[\text{MHz}]}} \text{ [cm];}$$

$$\text{Direktor (D)} = \frac{29 \cdot 536}{f_{[\text{MHz}]}} \text{ [cm]}$$

A fázisláncot az alábbiak szerint kell méretezni 75 ohmos koaxiális kábelből:

$$\text{A - C szakasz (teljes hossz)} = \frac{4260}{f_{[\text{MHz}]}} \text{ [cm]}$$

$$\text{A - B szakasz} = \frac{3763}{f_{[\text{MHz}]}} \text{ [cm]}$$

$$\text{B - C szakasz} = \frac{500}{f_{[\text{MHz}]}} \text{ [cm]}$$

(A 0,66 rövidítési tényező figyelembe lett véve!)

A tápvonal, amely 50 ohmos koaxiális kábel, a „B” pontban csatlakozik a fázislánchoz, tehát az a rendszer talppontja. (A fázisláncnak a quad-csukákhoz való illesztését gamma-illesztőtag alkalmazásával még jobbá tehetjük.)

10 - 15 méter telepítési magasságban a sugárzó igen jó irányító hatású, jó nyereséggel és kiváló elnyomással (hátrasugárzás) rendelkezik. Ez különösen a DX-munkában győzőleg esztertelhető. Ausztráliából az „LP”-n (hosszú úton) több alkalommal kaptam ezzel az antennával - 100 W teljesítménnyel - a „lagerősebb európai jel” hízelgő jelzőt a hajnali órákban.

15.3. Állóhullámarány és reflektált teljesítmény

Hetényi László okl. vill. mérnök, HA 5 BK

Valamely nagyfrekvenciás fogyasztó - antenna, műantenna stb. - illesztetlensége az őt tápláló kábelben állóhullámokat hoz létre. Mivel ennek következtében a kábel vesztesége megnövekszik, ezért az állóhullámarányt (SWR) a lehető legkisebb értéken tartani, bár mint a Rádiótechnika 1974/7. számában megjelent cikk (Kollár E.: Antennák és táplálások) is bizonyítja, nem túl kritikus a helyzet.

Az antenna (fogyasztó) és a kábel között fellépő illesztetlenség azt jelenti, hogy a kábelben az antenna felé haladó teljesítményt (P_h) nem teljes egészében nyeli el az antenna, hanem egy részét visszaveri, reflektálja (P_r). A reflektált teljesítmény az antennától az adó végfokozata felé halad, ellenkező irányban, mint a haladó teljesítmény. Mivel a két teljesítmény frekvenciában koherens, áram- és feszültség-állóhullámok alakulnak ki a kábel mentén. A visszafelé haladó reflektált teljesítmény eléri a végfokozat kiegészítő körét és ha ott tisztán ohmos és illesztett impedanciát talál, úgy a végfokozatban elnyelődik, melegítve annak különböző alkotórészeit.

Szerencsére azonban a tetródás, pentódás és tranzisztoros végcsatlósított fokozatok „visszafelé nézett” generátor-impedanciája (belső ellenállása) az erősítő elemek tulajdonságából adódóan sokszorosa nagyobb a tápvonal hullámellenállásánál. Ez abból következik, hogy a fokozat belső ellenállása és az optimális terhelő ellenállás egymástól erősen eltérő érték:

$$R_b \gg R_{opt}$$

A reflektált teljesítmény számára az „előbe visszafelé benézve” egy nagyfokú generátor-oldali illesztetlenség látszik. Ez az illesztetlenség határozottan előnyös, mert a reflektált teljesítmény az előbe érkezve ismét vissz-

szaverődik, iránya megfordul és újra az antenna felé halad. Majd a folyamat az előzőkhöz hasonlóan ismétlődik. Így a reflektált teljesítménynek csak egy aránylag kis része vész el a végcsatlósított fokozatban. Egy kicsit más a helyzet a triódás végcsatlósítottaknál, mert ezeknek generátor-impedanciája közelebb van az illesztett állapothoz és így kevésbé állóhullámarány-érzékeny.

Az állóhullámarány a tápvonalon kialakuló feszültség- illetve árammaximum és -minimum értékek hányadosa:

$$\text{SWR} = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}} = \frac{i_{\text{max}}}{i_{\text{min}}}$$

Az állóhullámarány a haladó és reflektált teljesítményekkel is kifejezhető hiszen a teljesítmény, az áram és a feszültség között szoros összefüggés van:

$$\text{SWR} = \frac{1 + \sqrt{\frac{P_r}{P_h}}}{1 - \sqrt{\frac{P_r}{P_h}}}$$

A P_r/P_h arány nem más, mint a reflektált teljesítménynek a haladó hullámra vonatkoztatott relatív értéke.

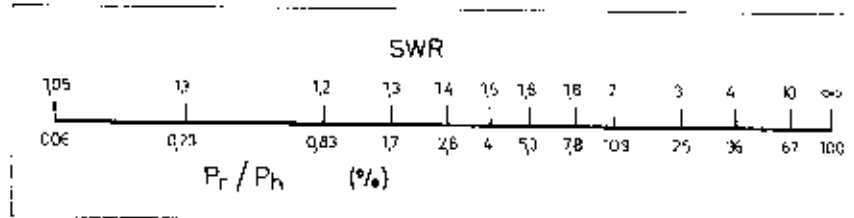
Ezt a hányadosot teljesítmény-reflexió tényezőnek hívjuk (τ_p) és értékét az állóhullámaránnyal is kifejezhetjük:

$$\tau_p = \frac{P_r}{P_h} = \left(\frac{\text{SWR} - 1}{\text{SWR} + 1} \right)^2$$

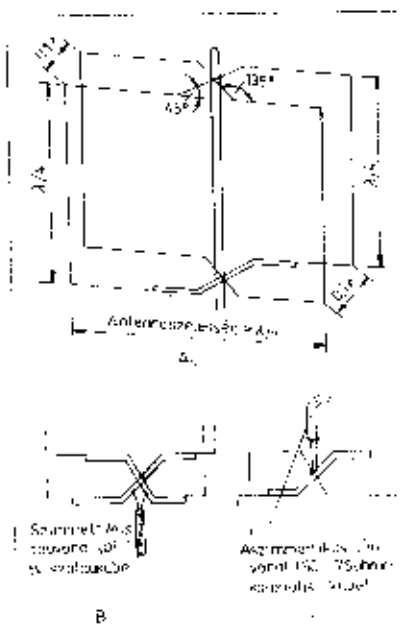
Ezen utóbbi kifejezés alapján a százalékos értékkel megadott és a haladó teljesítményre vonatkoztatott reflektált teljesítményt nomogrammban ábrázoltuk az állóhullámarány függvényében (15.65. ábra).

A nomogrammból látható, hogy SWR = 1,5 állóhullámarány-értéknél is még csak a haladó teljesítmény 4 százaléka reflektálódik a fogyasztóról, tehát ez az állóhullámarány-érték még nem túlzottan rossz egy amatőr adóberendezés számára. 100 W-ból 4 W jön vissza az antenna felől, de ez a 4 W is a végfokozatról majdnem teljes egészében „visszafordul” és ismét az antennához érve ebből már csak 0,16 W verődik vissza és így tovább. A kritikus helyzet valahol az SWR = 2...3 értékeknél kezd fellépni.

A fejtegetésből és a nomogrammból látható, hogy amatőr berendezéseknél nem szükséges ideálisan illesztett antennákkal dolgoznunk; az elérhető eredményt a késhegyre menő állóhullámarány-csökkentés nem befolyásolja



15.65. ábra. Nomogram a reflektált teljesítmény relatív értékének meghatározására



15.53. ábra. A HB 9 CV swiss-quad vízszintes elrendezése (a), táplálása és álléssága kettős T álléssal (b), illetve kettős gamma álléssal (c)

A zárójelben megjelölt adatok TV-szalagkábellel vonatkoznak.

HB 9 CV beam

A HB 9 CV által lékésirányított irányított sugárzó, a ZL-beantól elterjedően „szimpla” dipólókból (70 ohm) van kialakítva, így arról száradalabb, esőből elkészíthető konstrukción. Az antenna két táplált elemet tartalmaz, amelyek 1/8 hullámra vannak egymástól. A fizikailag keresztelése által $180^\circ + 45^\circ = 225^\circ$ fáziseltolással rendelkeznek az elemek, amelyek direktor és reflektor-hangolósítók.

Az antennaelemek hosszának megállapításakor a HB 9 CV ügyelnie kellett a reflektor induktsá, a direktor kapacitív összetevőjét, valamint a „T” álléssá megvalósításával jelentősen megnövelhető álléssákkal is.

A HB 9 CV antenna általában méretezési megoldásait, szimmetrikus és aszimmetrikus táplálás esetén a 15.52. ábra szemlélteti. A 240-300 ohms TV-szalagkábelrel történő táplálás kb. 200 W teljesítményig alkalmazható. Koaxiális táplálék és fizikailag hossz-

nálaca esetén a direktor és reflektor gamma álléssal van előtve.

A könnyűfémű elemekből megépített és a gyakorlatban sokszorosan kipróbált HB 9 CV – beam méreteit a 15.53. táblázat tartalmazza 14, 21 és 28 MHz-ra. A TD és TR szakaszokra megadott három-három érték 300, 150 és 75 ohmra vonatkozik.

A HB 9 CV antenna sugárzója kardioid alakú. A vízszintes síkban mért nyílásszöge 75° . A hátracsugárzása csillapítása jobb, mint 20 dB (25-35 dB-t is mértek). Az antennanyeresség kb. 5 dB, bár a gyakorlati megfigyelések ennél jobb eredményekről számolnak be.

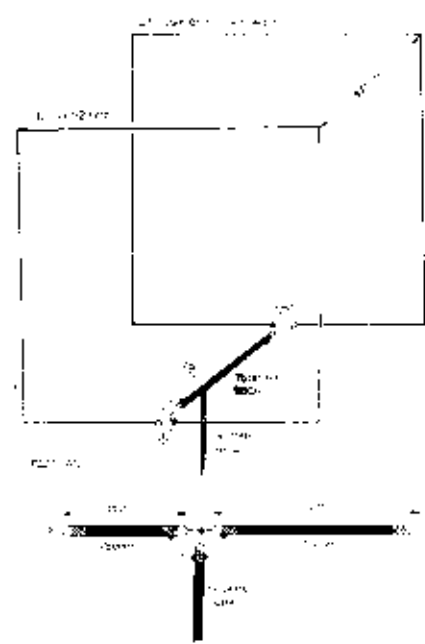
A HB 9 CV irányított sugárzó úgy a rövidhullamú, mint az URH-sávton széleskörűen, jó hatásfokkal alkalmazható.

A Swiss Quad HB 9 CV „Svájel Quadja”

A cubical-quad egyik legkorábbi és legfejlettebb változata HB 9 CV szabványosított, teljes táplálású „svájci quadja”. Ez a quad-megoldás két elemről áll, amelyek az árammaximumok helyein főmódon is össze vannak kötve. Mivel az árammaximumok feszültségminimumok felelnek meg, ezekben a pontokban le lehet földelni az antenna két elemét, tehát összeköthető főmódon a tartóoszlopokkal. Ez igen szilárd konstrukció eredményez.

Az antenna elemei két vízszintes szakasza a középső részen 45° -os szögben befelé hajlik úgy, hogy a tartóoszlopon, a középpontban összekapcsolódnak. HB 9 CV tehát a két elemet keresztben összekötő fizikailag a két elem anyagából alakított ki. A HB 9 CV swiss-quadot a 15.53. ábra szemlélteti. A quad-elemek direktor- és reflektor-hangolósítók. A két elem egymástól való távolsága $0,075 - 0,1 \lambda$. Az antenna talpponti ellenállása 30-40 ohm. A sugárzó táplálása szimmetrikus vagy aszimmetrikus tápvonallal is megoldható. Mivel aktív elemekből kialakított sugárzóról van szó, úgy a direktor, mint a reflektor-elem is táplálva van, egymáshoz viszonyítva 180° fáziseltolással.

A direktor-hangolósít quad-elem koefficiens 1,092. A reflektor-hangolósít quad-elem koefficiens 1,148. Az antenna rezonancia-frekvenciája, a betáplálási pontban mérvén, a két elem rezonancia-frekvenciája között helyezkedik el. Az antenna nyeresége 7,8-8 dB, de DX-visszonylatban ennél határozot-



15.54. ábra. Két aktív elemes, osztott fázisláncúval táplált cubical-quad 11,2 MHz-ra (HA 5 DB)

talban nagyobb nyereséggel kell számolni, a quad-elemek között „emeletes” megoldásból adódóan.

Az antenna hátracsugárzása csillapítása 15-20 dB, a vízszintes sugárzás nyílásszöge kb. 60°

Osztott fázisláncúval táplált két aktív elemes Cubical-Quad (HA 5 DB)

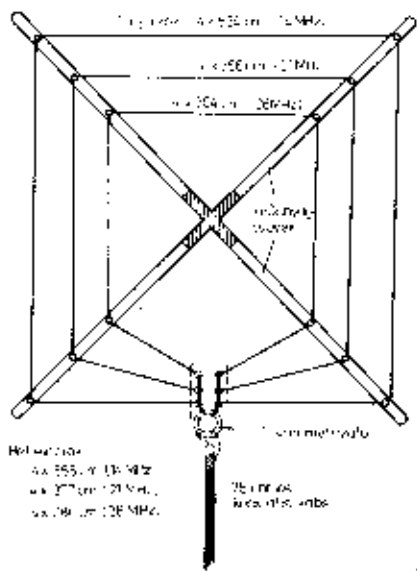
Az egyszaklított irányított sugárzó készített, direktor-hangolósít parazita elem – a vízszintes, fölhullamú parazita direktortól eltérően – a hosszabb Q-értékekből adódóan nem növelni kellő mértékben az antenna nyereségét. (2 dB helyett csak 1-1,5 dB.) 1971-1976 között egy kísérletsorozatot végeztem, amelyek célja a parazita direktorok kétlemes cubical-quad nyereségének, irányító hatásának növelése, a hátracsugárzás fokozása volt.

Az így kialakított quad-rendszerű sugárzó négy osztott fázisláncúval táplált, két-lemes, egy-sávos quad lett.

Az irányított sugárzó tehát két egyszaklított quad-áramokból áll. Az egyik direktor (D), a másik „sugárzó”-hangolósít (D2). (Valójában mind a két elem sugárzó.) A két quad-elemet egy konvexális kábelből készített fázislánc köti össze keresztben, amelyek egy bizonyos szakaszban (B pont) csatlakoznak be a konvexális tápvonalnak. A fizikailag két szakaszra való osztás következtében, mind a két elem különböző fáziseltolással táplálást kap. A fáziseltolás a fázislánc megvalósításával úgy van kialakítva, hogy az irányított sugárzó a lehető legjobb

15.52. táblázat. Méretezési adatok a 15.52. ábrához

Sáv	20 m 14 150 kHz	15 m 21 200 kHz	10 m 28 500 kHz
D (m)	9,77	6,82	4,84
R (m)	10,66	7,08	5,26
A (m)	2,85	1,77	1,32
TD (m)	3,182(96)1,33	2,12(1,77)0,89	1,58(1,32)0,66
TR (m)	3,432(96)1,43	2,29(1,91)0,95	1,79(1,49)0,74
db (m)	12	6	6



15.60. ábra. Háromsávú kétdimenziós cubical-quad sugárfőnyomú egyesített táplálása (HA 5 dB)

A két elem távolsága: 250 – 300 cm.
A sugárfőnyomú elem hossza: 1540 cm.
A reflektorelem hossza: 1400 cm.
A táplált elembe helyezett párhuzamos rezgőkör adatai:
 $L_s = 1,82 \mu\text{H}$; $C_s = 56 \text{ pF}$. A kör rezonancia-frekvenciája: 15 000 kHz. A reflektor-elembe helyezett párhuzamos rezgőkör adatai: $L_r = 1,82 \mu\text{H}$; $C_r = 62 \text{ pF}$. A kör rezonancia frekvenciája: 14 500 kHz.

Az elemekbe beépített rezgőkörökkel együtt az egyes elemeknek GDO-val – a telepítési magasságban (10 méter) – az előbbi egyértelmű rezonanciákat kell kapni:

Táplált elem: 14 150 és 21 150 kHz
Reflektor elem: 13 450 és 20 600 kHz

A sugárfőnyomú táplálását kétsávú gamma-illesztéssel kell megoldani. Így 50 – 75 ohmos koaxiális kábelhez közvetlenül csatlakoztatható. Ezt a kétsávú delta-loop-ot több évig normál delta alakzatnak, majd kis helyigényűnek kiakasztva használtam (lásd 15.58. ábra).

A háromsávú Cubical-Quad antenna

A cubical-quad antenna keretszerű konstrukciója alkalmas párhuzamos kiképzésű, többsávú antenna kialakítására. Először W 4 NNQ dolgozott ki egy olyan tartószerkezetes megoldást, amelyre a 14, 21 és 28 MHz-es quad elemek elhelyezhetők (15.58. ábra). A bambuszra alkalmaszásával megépített háromsávú cubical-quad súlya kb. 20 – 30 kg. (Üvegszálas poliészter rudakkal még ennél is kisebb súly érhető el.) A bambuszrudak egy hegesztett tartószerkezetben, ún. „pók”-ban vannak rögzítetten elhelyezve. A bambuszvégekreszigetelőket kerültök, amelyekre a quad-elemek ki vannak feszítve.

A W 4 NNQ háromsávú quadban az egyes sávok egész hullámú huroksugárfőnyomú azonos méretűek a már előzőekben közöltelkel. Új szerű az antenna szerkezeti megoldása.

Az egyes sávok táplálását külön-külön oldja meg, koaxiális 75 ohmos kábelelekkel.

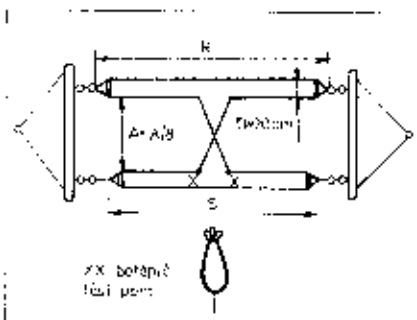
A quad-elemek párhuzamos elhelyezésével, mivel az egyes antennák bemenő ellenállása közel azonos (70 – 75 ohm), kipállozik a bemenési részek párhuzamos összekötése és közvetlen vagy közvetett táplálása. A Rádiótechnika hasábjain a közel-műltben ilyen megoldású háromsávú cubical-quadot közölt HA 5 DB/15.60. ábra). A 75 ohmos koaxiális kábel 1:1 szimmetrizálón keresztül van a párhuzamosított sugárfőnyomú csatlakoztatva. A sugárfőnyomú hasonlóan kiképzett, de főnyomú össze nem kötött reflektor-keretek 300 – 350 cm távolságban helyezkednek el a sugárfőnyomúktól. Ez a háromsávú kiképzés is igen jól bevált a gyakorlatban, amelyet a sok DX-összeköttetés igazol.

Aktív (táplált) elemekkel esatolt irányított sugárfőnyomú

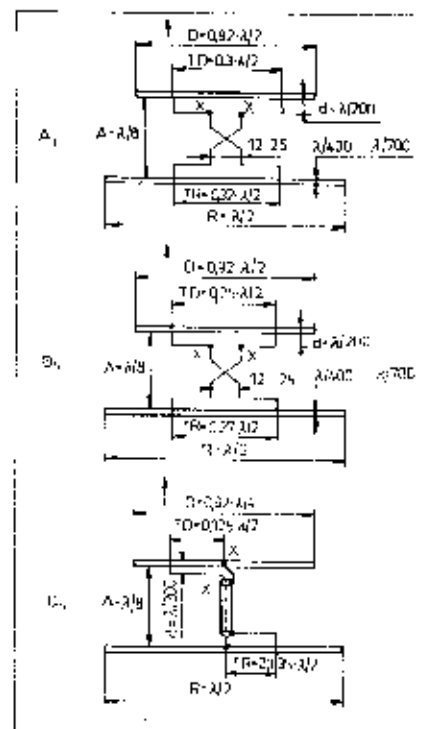
Ha az irányított sugárfőnyomú parazita tagját a sugárfőnyomúhoz hasonló erősségű, de fázisban eltolt árammal tápláljuk, bizonyos távolságok és fázisviszonyok betartásával a nyereség megtartása, sőt esetleges növelése mellett igen jó hátrásugárfőnyomú csillapítású irányított antennát kapunk. Ilyen rendszerű irányított sugárfőnyomúkat W 8 JK dolgozott ki először, vízszintes és függőleges polarizációkra. Míg W 8 JK a két táplált elem hosszát azonos méretekben határozza meg, addig ennek a típusnak továbbfejlesztett változataiban az egyes elemek méretezésénél felhasználják a parazita rendszerű sugárfőnyomúkkal folytatott kísérletek eredményeit is a fázisban eltolt táplálási mód meg-hagyása mellett.

A ZL speciál beam

A ZL speciál beamet a 15.61. ábra szemlélteti. Az irányított sugárfőnyomú két elemből áll. A reflektor-hangulósú elem (R) kb. 5%-kal hosszabb a sugárfőnyomúnál. A sugárfőnyomú (S) az üzemi frekvenciára van hangolva. Közte és a



15.61. ábra. A ZL-speciál beam



15.62. ábra. A HB 9 CV-antenna mérési megoldásai

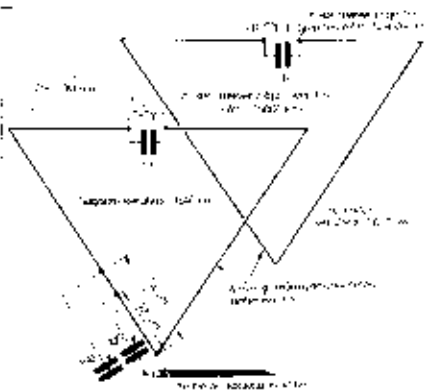
reflektor között egy 136° fáziseltolási összekötő vezeték (fázisvezeték) van keresztelve elhelyezve. (A sugárfőnyomú és a reflektor egymástól $\lambda/8$ távolságra van, így a keresztetett fázislánc fáziseltolása: 180° -ból levonva a $\lambda/8 = 45^\circ$ -os fáziseltolást, 135° -ot kapunk. A fő sugárfőnyomú iránya a reflektortól a sugárfőnyomú felé haladva, merőleges a sugárfőnyomú síkjára. A ZL-beam nyeresége kb. 5 dB és a hátrásugárfőnyomú csillapítása jobb, mint 20 dB.

Az XX táplálási pontban a talpponti impedancia 99 ohm, így szimmetrizálóval (1:1) 75 – 85 ohmos koaxiális kábelrel közvetlenül is táplálható az antenna.

A hajlított dipólusból felépített ZL-beam csak egysávú üzemre alkalmas. Az egyes antennaelemeket antennalítzéből készíthetjük el és a D távolságot 20 cm-re vehetjük. TV-szalagkábelből is elkészíthető az antenna, de ebben az esetben a szalagkábel rövidülési tényezőjét is figyelembe kell venni (0,82). A TV-szalagkábelből készített ZL-beam talpponti ellenállása kb. 60 – 65 ohm.

Mérési adatok a ZL-speciál beam elkészítéséhez:

Amatőr sáv (MHz)	Távolság (A) (cm)	Sugárfőnyomú (s) (cm)	Reflektor (R) (cm)
14	258 (212)	1030 (845)	1085 (890)
21	172 (141)	685 (562)	724 (594)
28	120 (106)	509 (417)	539 (442)



15.57. ábra. Kétsávos, kételemes delta-huroksugárzó 14 és 21 MHz-re

fix értéken tartható. (A hantbuzsridak a szélben hajladoznak.)

Az antennát SWR-mérővel és rérésesség-indikátorral állítjuk be. Régebben hangolásonkkal lárták el a reflektort, így azzal hangolták az optimális „reflektor”-frekvenciára. A sok gyakorlati érték ismeretében ma már, kellő telepítési magasság esetén, a megadott méretezési adatok pontos betartásával „biztonságos” cubical-quad építhető, amely nem igényel különösebb utánhangolásokat. A cubical-quad antennát a 15.55. ábrán láthatjuk (14,1 MHz-re méretezve).

A quad-antenna méretezésénél, 2–4 mm átmérőjű antennalítóz felhasználása esetén az alábbi képletekkel lehet egyszerűen kiszámítani a sugárzó- és a reflektor-„keretek” hosszát:

$$\text{Sugárzó} = \frac{30350}{f[\text{MHz}]} [\text{cm}];$$

$$\text{Reflektor} = \frac{31800}{f[\text{MHz}]} [\text{cm}];$$

A 15.53. ábrán gamma-illesztéssel van megoldva a sugárzó táplálása. Egyszerűbben, szükségmegoldásként közvetlenül is táplálható 75 ohmos koaxiális kábellel az antenna. (A legtöbb leírásban csak ezt a táplálási módot közlik, lásd: 15.54a ábra.) A cubical-quad polarizációját a betáplálási pont megválasztásával vízszintesre vagy függőlegesre is beállíthatjuk. Általában a vízszintes polarizációjú quad használata terjedt el, bár kis telepítési magasság esetén (1/2-nél alacsonyabban) javasolt a függőleges polarizáció használata. (DX-munka esetén.) A 15.54b ábra a cubical-quad polarizációjának megválasztását ábrázolja a táplálási pont elhelyezésétől függően, valamint az elemek földelési lehetőségét szemlélteti.

15–20 éve még elterjedten alkalmazták a csúcsára állított quad-konstrukciókat, míg napjainkban már általánosan a vízszintes elhelyezést tartják előnyösebbnek.

Delta-antenna

Hasonlóan a cubical-quadhoz, a delta-antenna is egész hullámú hurok-

sugárzó. Legelőször 1967-ben W 3 DZ javasolta a quad-elem háromszög, „delta”-alakú kiképzését. Míg a quad-elemtől az egyes oldalhosszak 1/4 hosszúak, addig a delta-konstrukciónál a háromszög egy oldala 1/3 hosszúságú. Egy deltahurok talpponti ellenállása, hasonlóan egy quad-elem talpponti ellenállásához, 90–140 ohm. Kételemes, (parazita elemes) megoldásban az alábbi méretezések az irányítók:

$$\text{Sugárzó össz. hossza} = \frac{30350}{f[\text{MHz}]} [\text{cm}];$$

$$\text{Reflektor össz. hossza} = \frac{32100}{f[\text{MHz}]} [\text{cm}];$$

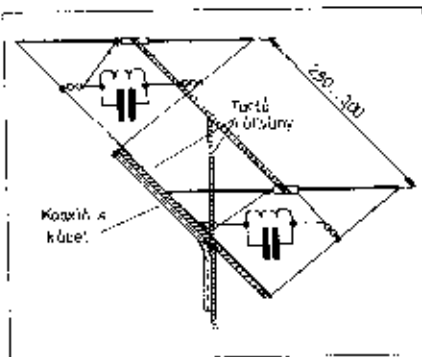
A két elem távolsága, hasonlóan a cubical-quadhoz, 0,15–0,2 λ körüli érték legyen. A 15.55. ábra a deltahurkot, a táplálási helytől függő polarizációs megoldásokat, valamint az egyenlő oldalú háromszögtől való eltérő alakzati megoldásokat ábrázolja.

A delta kiképzési huroksugárzó előnye a gyakorlatban még sok esetben bizonyításra szorulnak. Elsősorban a függőlegestől eltérő, talaj felé mutató szarvak polarizációjára nem tisztázott egyértelműen.

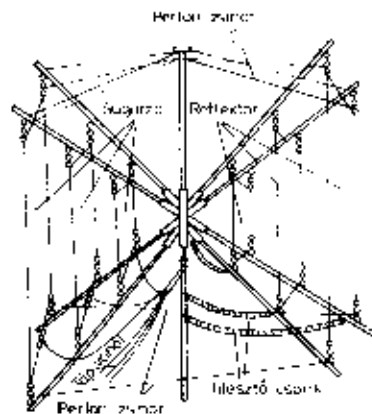
Két elem esetén az antenna nyeresége, hasonlóan a quadhoz, 7–8 dB. A táplálása 75 ohmos koaxiális kábellel, gamma- vagy omega-illesztéssel, esetleg közvetlenül is megoldható. A delta-antenna gyakorlati kivitelezésére, geometriai alakzatából adódóan, a cubical-quadhoz viszonyítva előnyösebb megoldások kívánkoznak. Ebben az esetben is műanyagcsöveket vagy hantbuzsridákat használhatunk fel a delta-keretek megtartásához. Természetesen a megfelelő szigetelésről itt is gondoskodni kell.

Többsávos irányított sugárzók Háromsávos „W 3 DZZ”-Yagi

W 3 DZZ a párhuzamos rezgőkörös (trap) egyedi megoldásával, kidolgozta a Yagi-rendszerű irányított sugárzó többsávos változatát. Ebben a megoldásban nincs kompromisszum. Az antenna valamennyi sávon megfelel a



15.58. ábra. Kétsávos, kételemes delta-loop, kis helyigényű felépítésben



15.59. ábra. Háromsávos cubical-quad (W 3 DZZ)

Yagi-antennákra jellemző elektronos adatoknak. Az elforgathatóan kiképzett W 3 DZZ beam jelentős manőverfordítást igényel. Megfelelő szilárdsági elemekkel (alumbánium cső) stabil, időálló antennát lehet kialakítani, amely mind a három DX-sávon – 14, 28 MHz – legalább 7–8 dB antenna-nyereséggel rendelkezik a félhullámú dipólhoz viszonyítva. A hátrahúzózási csatlakozás kb. 15–20 dB.

A háromsávos W 3 DZZ beam vizsgálatos felépítését a 15.58. ábra ábrázolja. A sugárzó, reflektor és direktor-elemek elektronosan a W 3 DZZ többsávos dipól-megoldáshoz hasonlóan vannak kialakítva. Mind a három sávon, mind a három elemben biztosítva van a teljes értékű félhullámú elemrész. Az antenna a 14 és 21 MHz-en mint háromelemes, a 28 MHz-en mint 5 elemes yagi dolgozik, így a 10 méteren 1–2 dB-nél nagyobb a nyeresége, mint 14 és 21 MHz-en.

Az antenna táplálására 3 sávos gamma-illesztő tagot kell alkalmazni, 75 ohmos koaxiális kábellel.

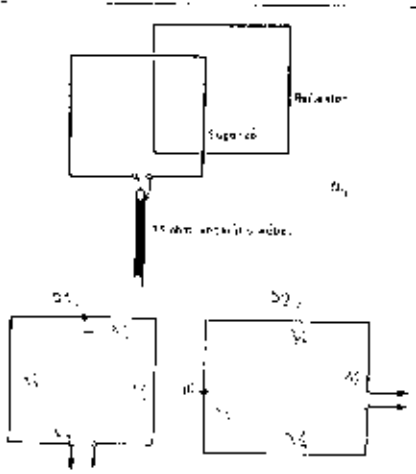
A W 3 DZZ beam a gyakorlatban jól bevált és széleskörűen alkalmazott, ipariag is előállított típus. A háromelemes – három sávos változata mint „klasszikus beam” ismeretes.

Kétsávos kételemes, egész hullámú huroksugárzó Delta-Loop elem-kialakítással, 14 és 21 MHz-re (HA 5 DR)

A 15.57. ábrán szemléltetett egész hullámú huroksugárzó a 21 MHz-en teljes értékű, míg a 14 MHz-en az árammaximumba helyezett LC párhuzamos rezgőkörrel együtt rezonálva, csökkentett sugárzóhosszal rendelkezik. Az alábbi adatokat a gyakorlatban kikísérleteztem, így azok megbízhatóan biztosítják a szükséges rezonancia-frekvenciákat.

Az antenna táplált elem és parazita-reflektor-kiképzésű.

Arányosáv	20 m (célsáv)	20 m (hávíró- 7626)	30 m (hávíró- 6827)	15 m	10 m	10 m
Rezonancia-frekvenencia	14150 kHz	14050 kHz	14250 kHz	21200 kHz	28200 kHz	20000 kHz
Sugárhossz	8 Hz	8 Hz	8 Hz	8 Hz	8 Hz	8 Hz
Direktorhossz	10,18 m	10,38 m	10,12 m	6,88 m	5,18 m	4,99 m
Reflektorhossz	9,55 m	9,89 m	9,52 m	6,40 m	4,71 m	4,51 m
S-R távolság	10,79 m	10,87 m	10,72 m	7,22 m	5,46 m	5,31 m
Azragátmérő	3,02 m	3,04 m	3,00 m	1,98 m	2,00 m	1,95 m
Alapantenna	35-40 mm	35-40 mm	35-40 mm	25 mm	35-40 mm	35-40 mm
Sugárzási ellenállás	20 ohm	20 ohm	20 ohm	20 ohm	22 ohm	22 ohm



15.54. ábra. Quad-antenna közvetlen kocsizású táplálásával (a), és vízszintes (b₁) valamint függőleges (b₂) polarizációjú gerjesztéssel

A háromeleves yagival hozzávetőlegesen 7-8 dB nyereség érhető el. A hátraugyirítási csillapítás 15-20 dB közötti értékű. A várható SWR 1,2-1,8 között van.

Az antenna illesztését, így a két, mint a háromeleves sugárzóval, gamma-illesztővel biztosítsuk.

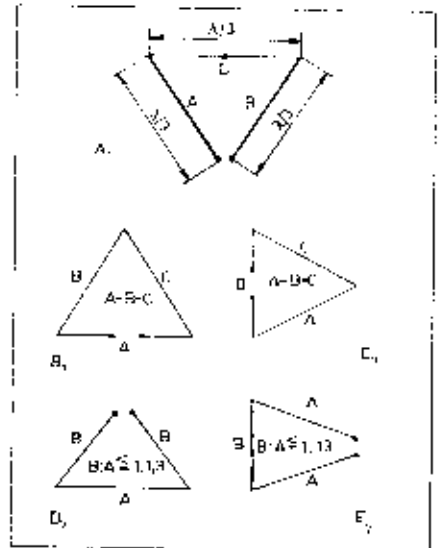
Egészhullámú hurok, parazita elem esetlással Cubical-Quad antenna

Az első cubical-quad antennát 1942-ben W 9 LZK készítette. Az antenna sugárzója és parazita eleme egyaránt egészhullámú hurok. A parazita elem reflektor-hangolású. A két elem optimális távolsága: 0,2λ. A táplált elem talpponti ellenállása kb. 75 ohm. A 1/8 sugárzási irányban elérhető antenanyereség 8 dB, tehát kb. azonos a háromeleves yagi nyereségével. A talpponti ellenállás a reflektor-elem távolságával változtatható, 0,1 a reflektor-távolság esetén, a táplált elem bemenő ellenállása ekkor 50-55 ohmra, a hátraugyirítási csillapítás 20 dB körüli értékű.

Cubical-quad antennát direktor-

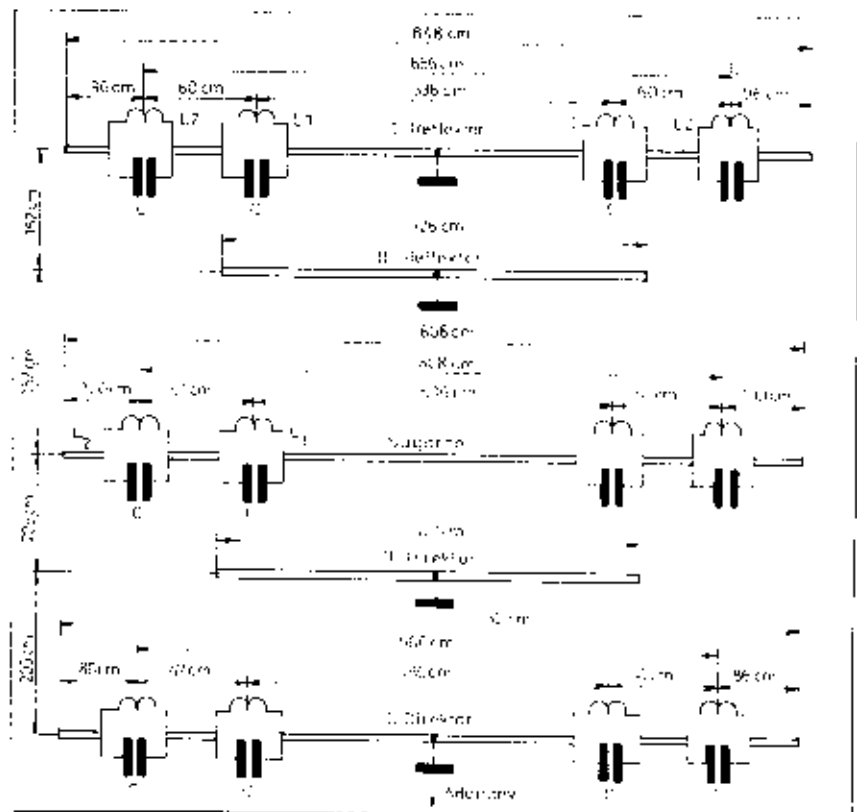
hangolású parazita-taggal nem építhetnek, mivel a várható nyereség értéke nem éri el a hasonló megoldású Yagi-antennák nyereségét. 1942-től napjainkig igen sok leírás méltatta a cubical-quadot, még a „DX-antennák királya” jelzővel is illették. Valóban igaz, hogy mint huzalantenna, egyszerű felépítésű – kivéve a tartószerkezetet. Fél hullámhossz, vagy csatló magasabb üzemi magasságban 100-150 W teljesítménnyel, szinte minden DX-körzettel el lehet vele érní. Jól érzhető az antenna irányító hatása a vétel során is, így megkönnyíti a DX-vadászatot. Az antenna jól bevált, a gyakorlatban számtalan esetben bizonyítja létjogosultságát az irányított sugárzók családjában. Megépítése bőségesen kárpótolja a lefektetett fáradsókat.

Az antennát többféleképpen kivite-

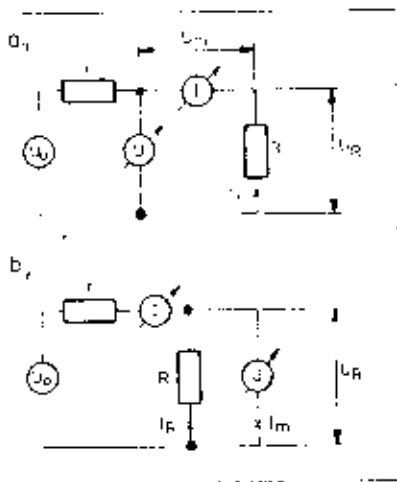


15.55. ábra. A delta-hurok (a), a táplálási helytől függő polarizációk (b: vízszintes és c: függőleges), valamint az egyenlő oldalú háromszögtől eltérő alakú megoldások (d és e)

lehetjük. Bambuszrudak felhasználásával könnyű, a szállításkor jól ellenálló konstrukciót lehet készíteni. Bambuszrud helyett műanyag csöveket is lehet alkalmazni, ebben az esetben a két elem távolsága még jobban



15.56. ábra. Háromeleves W 3 DZZ-beam vízszintes felépítésű, méretezése



18.15. ábra. A teljesítménymérés utalpelvei

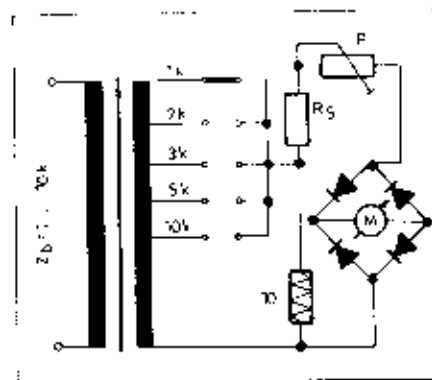
tranzisztoros erőltetők méréséhez. Az alkalmazott transzformátor gondos méretezése és jó minőségű kivitele esetén 40 Hz és 10 kHz között a működés frekvenciafüggelenné tehető.

Nagyfrekvenciás teljesítményméréshez egyrészt speciális „indukciós-mentes” terhelő ellenállások szükségesek, másrészt olyan (termokeresztés) árammérő műszer, mellyel az adott üzemi frekvencián hitelesen lehet mérni. Ez esetben a nagyfrekvenciás teljesítményt a

$$P = I \cdot R$$

összefüggéssel határozhatjuk meg.

Indukciósmentes ellenállásnak tekintethető a különféle izzólámpák izzószálai. 10–20 MHz-ig bármely égő használható terhelésként. Ezen érték háromszorosát is el lehet érni, ha levesszük az izzó fejletését, melynek jelentős a kapacitása és csökkentjük az induktivitást képviselő hozzávezetések hosszát is. Még nagyobb frekvenciákon (UHF) a hengeres kivitelű, két végén kivezetett egyenes izzószálú wolfram- vagy szén-szálas izzók alkalmazhatók.

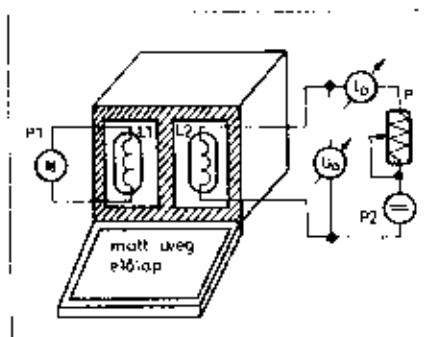


18.16. ábra. Közvetlen értéket mutató hangfrekvenciás teljesítménymérő elvi összeállítása

Az izzólámpákkal végzett teljesítménymérések nagy hátránya, hogy nem egyenes az izzólámpa feszültség-áram karakterisztikája. Ez a hátrány a 18.17. ábra szerint összehasonlítással megszüntethető. A mérés két azonos teljesítményű és kivitelű izzólámpával (I_1 és I_2) történik, melyeket szimmetrikus elrendezésben egy kétrekeszes fényzáró dobozba szerelünk. A doboz előlapja matt üvegből készül. A P_1 -gyel jelölt nagyfrekvenciás teljesítményfokozathoz az L_1 lámpát csatlakoztatjuk. Az L_2 lámpát a P_2 egyenfeszültségű terhelőről izzítjuk. Az L_1 -re jutó teljesítményt a P potenciométerrel szabályozzuk és az U_1 és I_1 jelű feszültség- és árammérő műszerekkel mérjük. Az L_2 lámpa izzító teljesítményét addig változtatjuk, míg a mattüveg mindkét felének megvilágítása azonosra nem válik. Ebben az esetben az effektív nagyfrekvenciás teljesítmény (P_1) megegyezik a P_2 teljesítménnyel, melynek nagyságát a műszerekkel mért értékek szorzata adja:

$$P_1 = P_2 = U_2 \cdot I_2$$

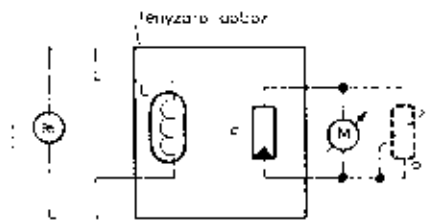
Egyetlen izzólámpa által felvett nagyfrekvenciás teljesítmény effektív



18.17. ábra. Nagyfrekvenciás teljesítmény mérés összehasonlítással

értékét fényelem segítségével mérhetjük (18.18. ábra). Az F szelén vagy szilícium fényelemhez csatlakozó érzékeny alapműszer oly módon kalibrálható, hogy a lámpát előzetesen, folyamatosan változtatott egyen teljesítménnyel izzítjuk és rögzítjük a lámpa által felvett teljesítmény és a műszerkiterés közötti összefüggést. Egyetlen izzólámpával a névleges teljesítmény 20%...120%-a között végzhetünk méréseket. Nagyobb teljesítmények mérésénél a fényelemek megvilágítását blendézni lehet. A méréshez szükséges fényelem a fényképezéshez szükséges megvilágításmérők fényeleme is lehet. Az összeállításban jól használható pl. a „Leningrád” fénymérő fényeleme és alapműszere is.

A bemutatott mérési módszerhez a ma már jobban elterjedt fényellenállások is használhatók. A fényellenálláshoz azonban be kell iktatni egy – a fényellenállás paramétereitől és a műszer érzékenységétől függő – stabilizált feszültségforrást is.



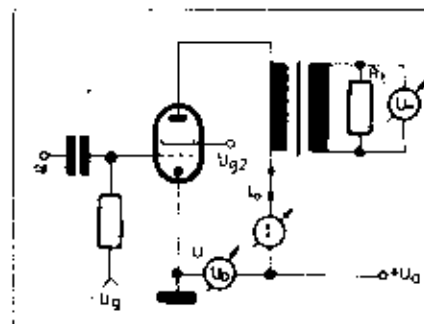
18.18. ábra. Közvetlenül mutató nagyfrekvenciás teljesítménymérő elvi összeállítása

Kiseb nagyfrekvenciás teljesítményeket termisztor-hidas műszerekkel mérnek, melyek a hőteljesítményre alakuló elnyelt nagyfrekvenciás teljesítmény által előidéztet ellenállásváltozás meghatározásán alapulnak.

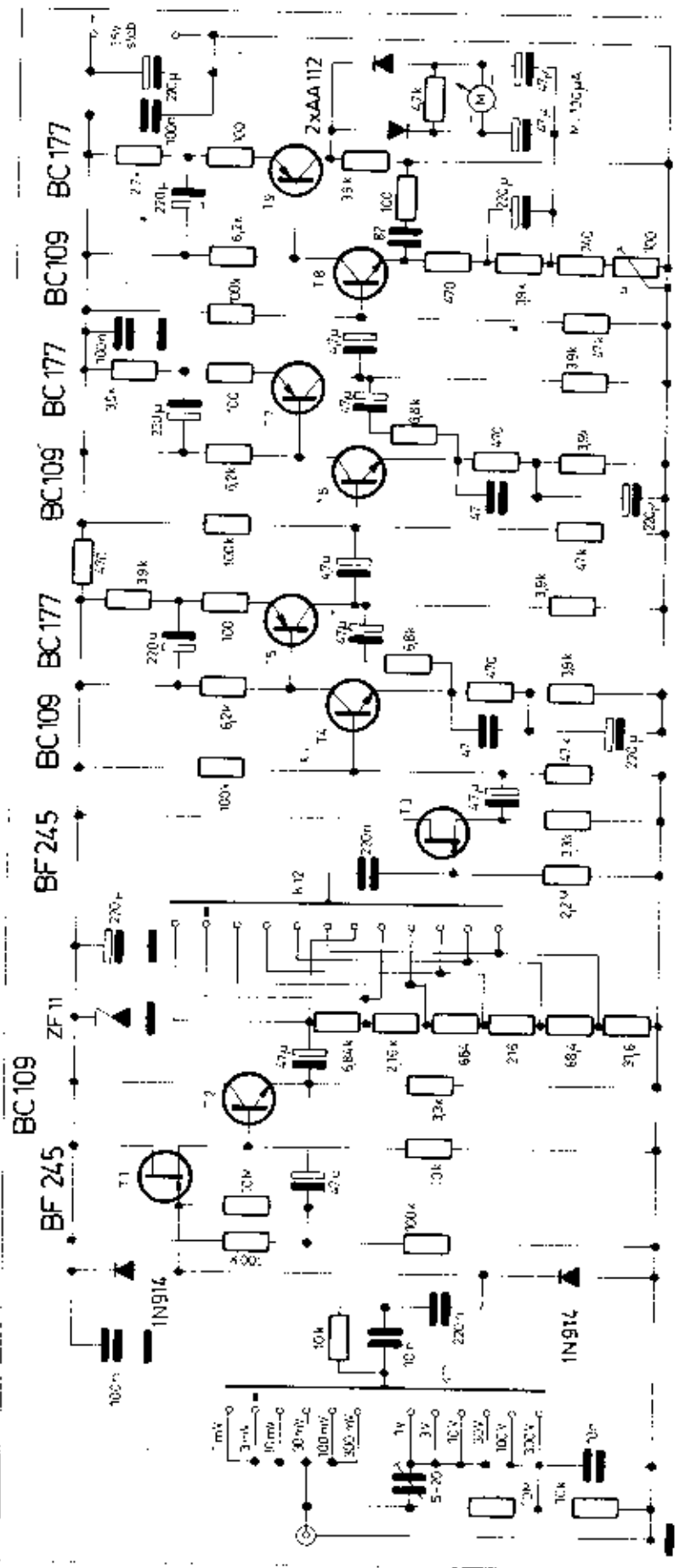
A teljesítményméréssel foglalkozó szakasz zárásaként felhívjuk az érdeklődőkkel foglalkozók figyelmét egy nem túl gyakran végzett, de ugyanakkor a megbízható működés szempontjából fontos mérésre. A végrehajtott fokozatokban működő elektroncsövek vagy teljesítmény-tranzisztorok a hűtőrendszerükkel függően maximáltnagyságú P_D disszipációs teljesítmény levezetésére képesek. Míg az A osztályú fokozatokban a disszipáció rendszerint állandó, addig a B és C osztályú teljesítményfokozatokban a vezérléstől függ. Maximális értékét valahol a félkivezérés környékén éri el; mind nyugalmi állapotban, mind teljes kivezérésnél a disszipáció kisebb értékű. Ha nyugodtak akarunk lenni az erőstől bármely kivezérésnél való jó működéséről, a 18.19. ábra szerinti elvi összeállítási rajz szerint fel kell venni a P_D disszipációs teljesítmény-kimenő teljesítmény függvényt, és annak kell megvizsgálni a maximális értékét. Az ábra adatai alapján a P_D disszipációs teljesítményt a P_0 felvett egyenáramú bemenő és a P_1 kimenő teljesítmény különbségként kapjuk meg:

$$P_D = P_0 - P_1$$

$$P_D = U_0 \cdot I_0 - \frac{U_1^2}{R_1}$$



18.19. ábra. Mérési összeállítás ún. disszipáció meghatározásához



18.14. ábra. Erőtelny, széles tartományú, szikciós tranzisztoros mV-mérő kapcsolási rajza

A számítással kibozott eredményekből következik, hogy mindkét mérési elrendezésben a műszerek által mutatott értékek szorzata valamilyen - az a esetben az árammérő, a b esetben a feszültségmérő saját fogyasztásával - nagyobb, mint a fogyasztóra jutó teljesítmény.

Egyenáramú áramkörökben a fenti összefüggések figyelembevételével a fogyasztókon fellépő teljesítményértékek, a munkaelenállásokon keletkező disszipációs veszteségek meghatározhatók. A fogyasztó ellenállásértékek pontos ismeretében egyetlen mérés is elegendő a teljesítmény meghatározásához. Árammérési eredménybirtokában használjuk a

$$P_{II} = I_{II} R$$

feszültségmérésnél pedig a

$$P_{II} = \frac{U_{II}^2}{R}$$

összefüggéseket, de ne felejtkezzünk meg arról, hogy egyetlen műszer áramköri beillesztése is okozhat hibákat (l. árammérés, feszültségmérés szakaszoknál).

Váltakozóáramú fogyasztóknál a teljesítménymérésnek két esetet különböztetjük meg. Az egyik esetben a fogyasztó tiszta ohmi jellegű, az esetben ugyanúgy járunk el, mint az egyenáramú mérésénél. A második esetben a fogyasztó komplex ellenállás, azaz az ohmi tag mellett reaktív tagot (induktivitás, kapacitás) is tartalmaz, a értéket a Z impedancia fejezi ki. A Z impedanciára jutó valós teljesítmény értéke

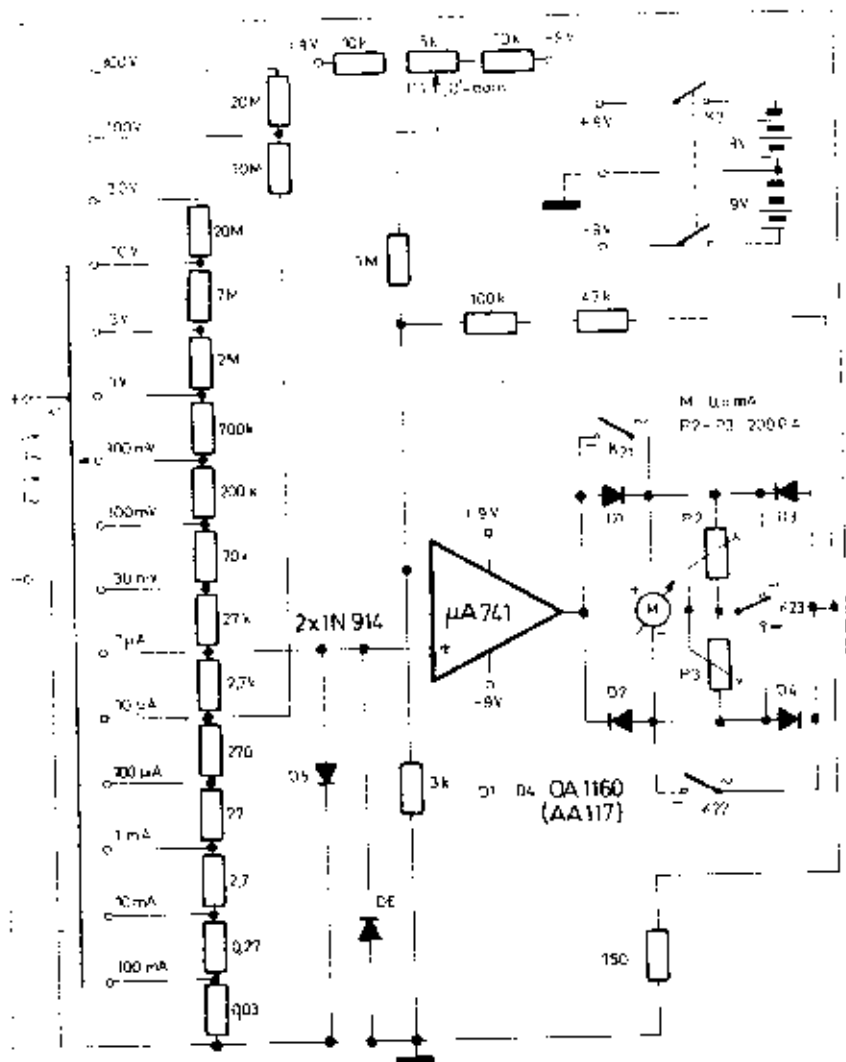
$$P_{II} = I_{II} \cdot U_{II} \cdot \cos \varphi$$

A teljesítménymérés fogalmi körébe tartoznak a különböző erősítők, generátorok, adókészülékek stb. kimenő teljesítményének meghatározási módszerei is. Ezek a berendezések általában optimális illesztési viszonyok mellett adják le a maximális váltóáramú teljesítményt. A hiteles mérés feltétele, hogy a terhelő ellenállás az adott üzemi frekvencián vagy a működési frekvenciasávban ohmos jellegű legyen és kimenő feszültség jelölje sinus legyen.

Hangfrekvenciás teljesítmények mérésére közvetlen mutató műszer is készíthető, melyek működési elvét a 18.16. ábra mutatja be. A teljesítménymérés egyszerűen a 10 ohmos ellenálláson történik közvetett úton, feszültségméréssel a

$$P = \frac{U^2}{R}$$

összefüggés alapján. A potenciométer állításával hitelesíthető műszer skálája négyzetes osztású. A T illesztő transzformátornak az a szerepe, hogy átkapcsolás útján lehetővé tegye a különböző primer illesztő ellenállásértékek megvalósítását. A példa számértékei önkényesek. Ugyanezen az elven esetleg autotranszformátoros kivitelben kis ohmos bemenetű (4...50 ohm között) teljesítménymérő is készíthető.



18.12. ábra. Integrált áramkörös feszültség- és árammérő kapcsolási rajza

erősítők önmagukban egyenáramúlag, egymással kondenzátoron át csak váltóáramúlag csatlakoztak. A műszerkör lineárizálását a nagyrésztékű negatív visszacsatolás biztosítja.

A 18.14. ábrán bemutatott, +15 V stabilizált tápfeszültséggel működő készülék minden váltakozófeszültségmérésre igény kielégítésére alkalmas. Áramköri megoldásai, a jól megválasztott szilícium tranzisztortípusok miatt működése stabil és megbízható. Megépítés haladó amatőrök részére ajánlható. A nagy érzékenység miatt csak fémdobozban kivitelezhető készülék egyes funkcionális egységeit is árnyékolni kell, egyrészt a zavarmentesítés, másrészt a begerjedés elkerülése érdekében.

18.4. Teljesítménymérés

Az ellenállás-jellegű fogyasztóra jutó teljesítményt közvetett úton feszültség- és áramméréssel határozzuk meg, a két érték szorzata adja a keresett teljesítményértéket. A kimondottan „wattmérő” műszerek belső szorzótárcái is olyan felépítésű, hogy a mutatott érték a hozzá kapcsolt fogyasztón átáramló áram és a kapcsolófeszültség szorzatával legyen arányos.

A méréshez használt műszereket a 18.15. ábra szerint kétféleképpen (a – b változat) kapcsolhatjuk. Mindkét esetben felléphet olyan jellegű mérési hiba, mint amire az áram- és a feszültségmérésnél már utaltunk. Az R ellenállású fogyasztó által felvett P_R teljesítmény tényleges értéke:

$$P_R = U_R \cdot I_R$$

Az a változatnál az árammérő a helyes I-értéket mutatja, a feszültségmérő által mutatott U érték az U_m -nel U_m -mel, azaz a műszereken eső feszültséggel nagyobb. A mért értékek szorzatából adódó

$$P' = U \cdot I_R$$

teljesítményből a P_R teljesítmény további számításokkal határozható meg. A mutatott U feszültségérték az $U_m + U_R$ részfeszültségek összegével egyenlő. Ezen egyenlőség felhasználásával kapjuk:

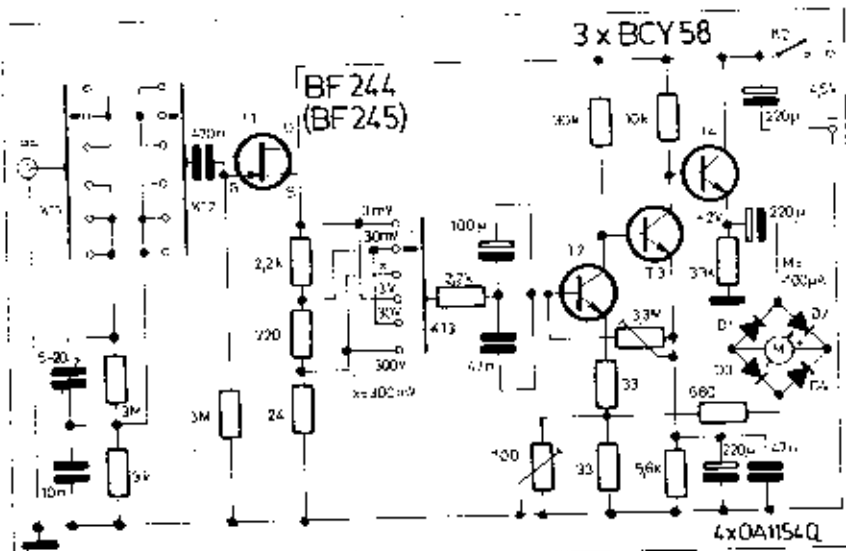
$$P = U \cdot I_R = (U_m + U_R) I_R$$

A szorzás és a $P_R = U_R \cdot I_R$ helyettesítéssel adódik:

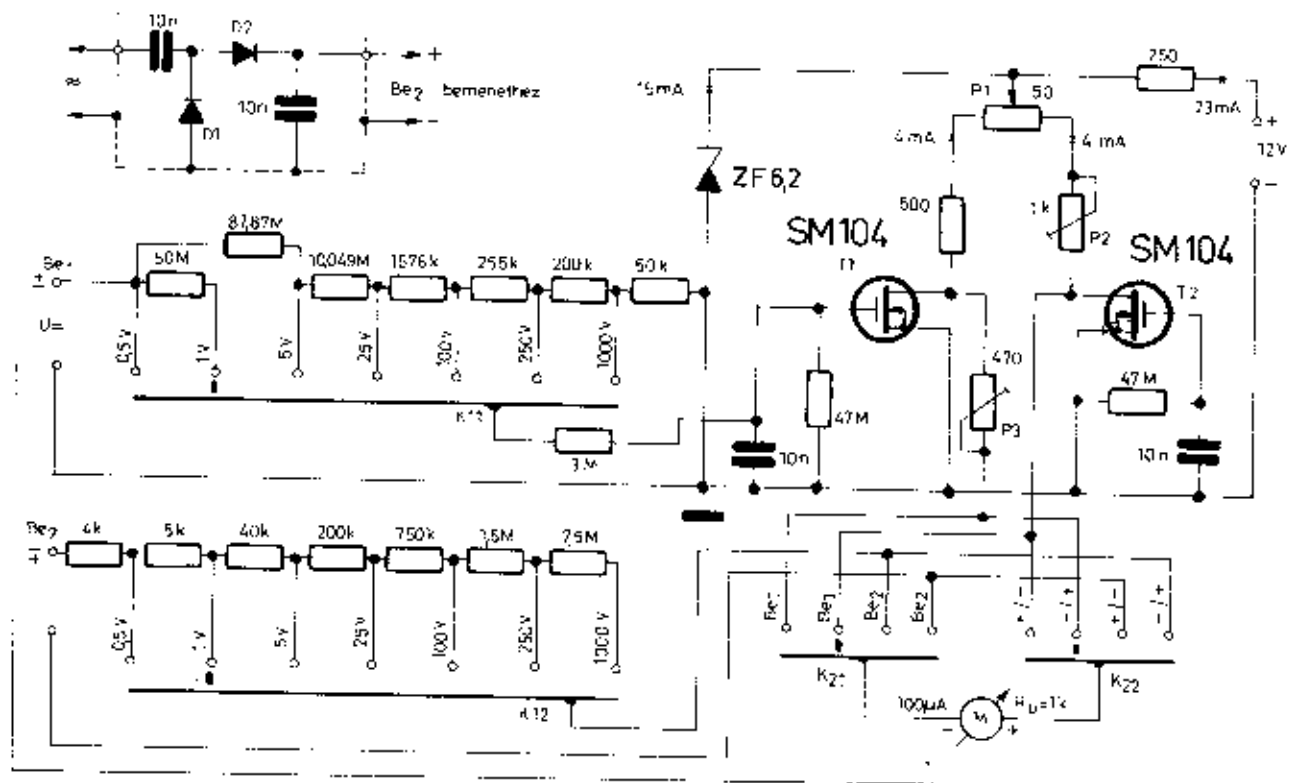
$$P_R = (U - U_m) I_R$$

A b esetben a feszültségmérő mutat helyesen, de az árammérő a műszereken átfolyó áramot is méri. A számítás analóg elvégzésével erre az esetre kapott végeredmény:

$$P_R = U_R(1 - J_R)$$



18.13. ábra. Tranzisztoros hangfrekvenciás mV-mérő kapcsolási vázlata



18.11. ábra. FET-transzisztoros feszültségmérő kapcsolási vázlata

Az ismertetett rendszer végső soron egy 3 mV végkiterési érzékenységi egyen-váltóáramon működő alapműszert helyettesít. Ha 3 kohm ellenállással lezárjuk a bemenetet, akkor 1 mikroamper átfolyó áram létrehozza a kívánt 3 mV-ot, ezért a műszer legérzékenyebb állásában 1 mikroamper végkiterési érzékenységi. A K_1 kapcsolóval működtethető sünt- és előt-ellenállás-rendszerben 100 mA a legérzékenyebb végkiterés, a feszültségmérésnél pedig az 1 mikroamperes áramérzékenységnak megfelelően 30 V-ig 1 Mohm/V-os bemenő ellenállással mérhetünk. 100 és 300 V-nál a műszer 100 kohm/V-os.

A hangfrekvenciás, a video- és a rádiófrekvenciás mérések területén gyakori igény a mV-es tartományba eső váltakozó feszültségek mérésére. E célra a 18.2 szakaszban említett erősítő-esóvoltmérőket használjuk, melyeket a mérendő bemenő feszültség egyenirányítás előtti szélessávú erősítése jellemző. A műszerek alkalmazásáért könt alsó sorban az erősítő sávátviteli tulajdonságai szabják meg. A gyakorlatban mV-mérőknek is nevezett műszerek hangfrekvenciás változatai pár száz kHz-ig, szélessávú típusai pedig MHz-eken is működnek.

Az erősítőesó mV-mérők korszerű változatai FET-transzisztoros bemenőfokozattal és szilícium transzisztoros erősítőkkel működnek. Működési elveik szemléltetésére két típust, egy egyszerűbbet és egy precízebb, érzékenyebb, szélesebb sávú változatot mutatunk be.

A 18.12. ábrán nagyon egyszerű, négytranszisztoros, a hangfrekvenciás sávban működő váltakozófeszültségmérő kapcsolási vázlata látható. A 10 Hz és 100 kHz között mérésre, 300 kHz-ig indukálásra használható készülék legnagyobb érzékenysége végkiterésben 3 mV, 3 megohm bemenő ellenállás mellett. A nagyértékű bemenő ellenállást a T_1 helyen működő záróréteges FET tranzisztor biztosítja. A készülék feszültségosztó rendszere (a bemeneten és a T_1 után) 6 méréselhatár váltásait teszi lehetővé. Végkiterés a logáriszketlenebb állásban 300 V váltakozó feszültség.

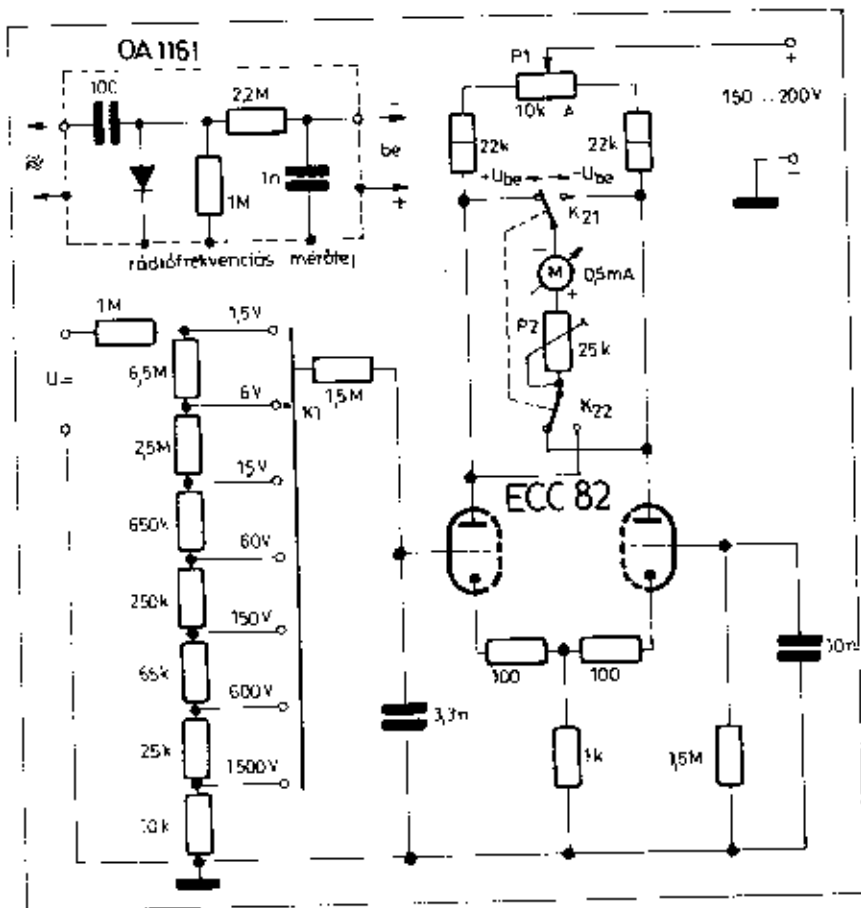
A 4,5 voltos zeoblampa-elemről táplált mérőkészülék három tranzisztorból (T_1 , T_2 , T_3) álló erősítője visszacsatolt kétfokozatú erősítőként működik. A műszerkör a visszacsatoló ágban nyert elhelyezést, a működés lineáriszálása érdekében. A T_1 és a T_2 tranzisztorok földelt emitteres erősítőként, a T_3 pedig impedancia-illesztőként emitterkövető kapcsolásban működik. Mindhárom tranzisztor egyenáramúlag csatolt a munkapontjukat a 3,3 megohmos potenciométerrel egyszerűen lehet beállítani a T_1 emittorfeszültségére megadott 2 voltos feszültségérték indukálásával. A készülék hitelesítése a 3 mV-os állásban történik, a T_3 emittorban található 100 ohmos potenciométer állításával.

A háromfokozatú erősítő bemenő ellenállása nem túl nagy értékű, a soros ellenállással való kiegészítéssel sem éri el a 10 kiohmot. Azért, hogy az érték a T_1 source-köri osztóláncának fe-

szültségosztását jelentősen ne befolyásolja, csak 20 dB-es osztólépéseket alkalmazunk. Amikor az osztó 0 dB, akkor a terhelést a 100%-ban visszacsatolt T_3 fokozat veszi föl. 20 dB-es osztósnál az osztó kimenő ellenállása 250 ohm nagyságrendű, aminek 10 kiohmmal való terhelése 2-3% hibát eredményez. A 40 dB-es állásban ugyanez már 0,2-0,3%-os elhanyagolható hibaként jelentkezik. A bemeneti osztó frekvenciakomponzált kivitelben egyetlen lépésben 60 dB csillapítással iktatható be a mérőrendszerbe, mely érték további növelhető a finom osztó ismételt működtetésével (30 V - 300 V).

Minden jellemzőjében magas minőségű, 9 db szilícium tranzisztorral működő, 1 mV végkiterési érzékenységi, 2,5-3 MHz sávzélességű mérőkészüléket mutatunk be a 18.12. ábrán. A T_1 , T_2 , FET-ből és npn-tranzisztorból álló kettős emitterkövető bemenő ellenállása minden sávban 10 megohm. A bemenetet a 2 db BAY 43-as dióda túlvészérlés ellen védi. A fokozatban a munkapontbeállító ellenállások feszült ségátárhúzása is megvalósításra került.

Az osztólánc terhelésmentes működését T_3 helyen szilícium alkalmazott 1x-es erősítőesó második FET beépítési oldja meg. Az erősítőlánc 3 db azonos felépítésű, egyenként kb. 18-20 dB-es erősítésű, önmagában erős visszacsatolt, mély- és magasfrekvenciásan komponzált kétfokozatú erősítőből áll. A T_1 , T_2 , T_3 , T_4 és T_5 , komplementer tranzisztorokból álló



18.10. ábra. A legegyszerűbb hidas csővoltage-mérő-kapcsolás

elektronikus feszültségmérő műszereket nevezik régebbi szóhasználatnál csővoltage-mérőknek, az erősítő és egyenirányító rendszerükben alkalmazott elektroncsövek után.

A csővoltage-mérők mindmáig legelterjedtebb típusa az úgynevezett hidas csővoltage-mérő, melyben két elektroncsőből és két ellenállásból álló kiegyenlített híd átlójában helyezzük el a mérőműszert és az egyik csőrendszer vezérlésével térítjük ki alaphelyzetéből. A rendszer felépítéséből adódik, hogy alapvetően egyenirányított mérésre használható, váltófeszültséget elője kaptosult egyenirányító segítségével mérhet. Stabilitási okokból ezekben a műszerekben a végkitérési érzékenységet 1...3 volt között állítják be, ennél nagyobb feszültséget az erősítő cső rácslévezető ellenállásának feszültségosztókénti kikapcsolásával lehet mérni.

A 18.10. ábrán a műszerkategória egyik legegyszerűbb, 1 db kettős triódával működő változatán látható. Az 500 mikroamper érzékenységu alapműszer polaritását a K_{22} kapcsoló segítségével a híd átlójában meg lehet fordítani, hogy a bemeneti pontra adott, a földhöz képest pozitív vagy negatív irányú egyenfeszültséggel a műszer egyaránt kitérhető legyen. Ha a P_1 0-helyzet beállító potenciométerrel a műszert középpállásba hoz-

zuk, akkor a földhöz képest \pm irányú feszültségeket, feszültségeltéréseket, hibafeszültségeket egyazon skálán mérhetünk.

A műszer legérzékenyebb állásban 1,5 V érzékenységu, amit a K_1 kapcsolóval 1500 V-ig lehet csökkenteni. A bemenő ellenállás minden méréstartományban egységesen 11 Mohm, aminek legnagyobb előnye éppen a 1,5 V-os méréstartáiban jelentkezik, mert ekkor az 1 V-ra vetített bemenő ellenállás 7,33 Mohm. Ezt az értéket 0,13 mikroamper végkitérési műszerrel lehet csak biztosítani.

Rádiófrekvenciás feszültségeket 30...50 MHz-ig a rajzon feltüntetett mérőfej előtétként való alkalmazásával lehet mérni. A mérhető legnagyobb feszültségamplitúdót a dióda záróirányú feszültségűrtées szabja meg. A javasolt típusnál 20...30 V a mérhető feszültség felső határa. Mivel a rendszerben csőcső egyenirányítás történik, 1,5 V effektív feszültségből kb. 2,1 V egyenfeszültség keletkezik, amit az alkalmazott soros szűrőellenállással éppen 1,5 V-ra lehet csökkenteni.

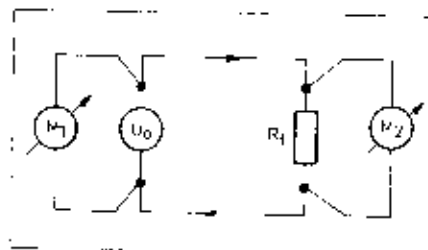
A bemutatott mérőműszer (18.10. ábra) típusfeszültségváltozásokra érzéketlen, áramfelvétele mindössze néhány mA. Elkészítése után a bemenetre adott 1,5 V-os feszültséggel lehet hitelesíteni oly módon, hogy a P_2 po-

tenciométerrel a műszert végkitérőre állítjuk.

A hidas csővoltage-mérőknek azamos, bővebb szolgáltatásokat nyújtó változata ismert, melyok feszültségmérés mellett áram, ellenállás, induktivitás és kapacitásmérésére is használhatók. Elkészítésüket illetően a szakirodalomra utalunk. A 18.11. ábrán az előző egyszerű készülék MOSFET tranzisztoros változata látható. A működés lényegében azonos, azzal az eltéréssel, hogy a legnagyobb érzékenység 0,5 V, 50 Mohm bemenő ellenállással. A méréshatár 1000 V-ig kiterjeszhető 100 Mohm bemenő ellenállás mellett. A műszer érzékenysége, hogy a 100 mikroamperes alapműszert elektronika nélkül is lehet használni. Az a feladat megoldásához szükséges előtétellenállás-csoportot a méréshatár-váltó kapcsoló K_{22} áramkörrel működteti. Az egyszerűség kedvéért a méréshatárok azonosak, de míg erősfűvel 1 V-nál 100 Mohm a bemenő ellenállás, addig erősfűtő nélkül mindössze 10 kohm, illetve 10 kohm/V. A K_{22} kapcsoló működésétével mind erősfűtő, mind erősfűtő nélküli üzemben megfordítható a bemenő csatlakozók feszültség szerinti polaritása. A rajzon megadott váltakozófeszültség-mérő előtét feszültségkészszereléssel egyenirányított. A D_1 - D_2 helyeken nagyon kis visszarámú szilíciumdiódákat (pl. BAY 95 csőszere alkalmazni. Az 1 (5 és 25) V-os méréshatárban kb. 400 mV (2 és 5 V) effektív értékű bemenő feszültség szükséges a műszer végkitéréséhez. A frekvencia-menet a hangfrekvenciás tartományban egyenes.

Az univerzális csővoltage-mérők integrált áramkörös változatai a bemutatott típusokat lassan felváltják. Az analóg rendszerű műszerekben művelési erősfűtők kerülnek alkalmazásra, a digitális multiméterek pedig 1-3 db bonyolultabb integrált áramkörrel olyan pontos és sokoldalú méréseket tesznek lehetővé, amit korábban csak igen bonyolult módon lehetett megvalósítani.

A modern irányzatok reprezentálására bemutatjuk a 18.12. ábrán látható univerzális mérőműszert. A rendszer központi eleme egyetlen egy darab μA 741 (SN 72741) típusú művelési erősfűtő, melyet feszültségvezérelt áramgenerátorként működtetünk. A művelési erősfűtő kimenő áramát 1 mA-ra választva, a 150 ohmos ellenálláson 150 mV feszültség keletkezik, melyet az invertáló bemenetre 50:1 arányban visszavezetünk (3 + 147 kohm). Ebben az esetben a nem invertáló bemeneten kb. 3 mV feszültség szükséges az 1 mA forrásáram előállításához. Ha a műszert egyenirányítókkal is üllátjuk, akkor a rendszer váltóáramon is működőképes. A P_1 és P_2 potenciométerrel külön kell egyen- és váltóáramon hitelesíteni (K_{22} két helyzetében), mert a műszeren egyenirányításnál nem effektív, hanem középpértéknek megfelelő áram folyik. A váltakozó áramú mérések felső frekvenciahatára pár kHz, a művelési erősfűtő tulajdonságai által korlátozottan. A P_1 potenciométerrel nullpont-korrekciót lehet állítani.



18.7. ábra. Feszültségmérés nagyáramú fogyasztóknál

sen torzított feszültségeknél, relaxációs oszcillátorok kimenő feszültségeinek mérésénél a műszerek többnyire hamis vagy nem definiált értéket mutatnak.

A 18.6. ábra szerint váltakozó feszültségnél megkülönböztetjük:

- a feszültség + vagy - irányú csúcserőértékét (U_{cs}),
- a csúcstól-csúsig terjedő kétszeres csúcscsültséget (U_{cs-cs}),
- az effektív vagy négyzetes középértéket (U_{eff}),
- a számtani középértéket (U_k)

Szinuszos feszültségek esetén ezen értékek között meghatározott összefüggések állnak fenn:

$$U_{eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot U_{cs} = 0,707 U_{cs}$$

$$U_{cs} = \sqrt{2} \cdot U_{eff} \approx 1,41 U_{eff}$$

$$U_{cs-cs} = 2,83 U_{eff}$$

$U_k = 0,637 U_{cs}$ (kétoldalasan egyenirányított szinusz)

Minden más jelalakra ezen értékek egyszerű összehasonlítása más és más. A mérőműszerek által mutatott érték fajtája (U_{cs} , U_{eff} , U_k) attól függ, hogy milyen a mérőberendezés feszültség-áram konverziós rendszere, melyet döntően az alkalmazott egyenirányítás rendszere szab meg.

A műszerek a leggyakrabban középértéket mérnek, de effektív feszültségben kalibráljuk a mérőmű skáláját, mert ezen két érték lineáris faktorial különbözik egymástól.

Gyakorlati tanácsok feszültségméréskor:

- Nagy áramú fogyasztóknál mindig közvetlenül a terhelésen kell feszültséget mérni, mert a vezetékeken számottevő feszültségesés keletkezhet. A 18.7. ábra szerint az M_1 műszer a terhelt forrásfeszültséget méri, de a minket érdeklő helyes értéket csak az M_2 mutatja. Ilyen eset pl. a nagyteljesítményű végerősítő csövek fűtőfeszültségének a csatlákokon való mérése, vetítő lámpák, fényszórógépek foglalatán végzett feszültségmérés.

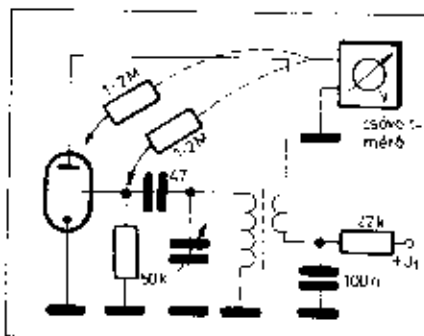
- Nagyfrekvenciás áramkörökben működés alatt is meghatározhatunk üzemi egyenfeszültségeket a 18.8 ábra szerint. A 10...30 Mőhm bemenő ellenállású csövoltmérővel sorbakapcsolni és közvetlenül a mérőpontban összekapcsolni (a mérőszinór végére

tűzött) 1-2 Mőhm osros ellenállás tökéletes elválasztást biztosít. A mért érték változása (pár %-kal kevesebbet mutat a műszer) egyszerűen figyelmeztethető. Így mérhetünk pl. a rezgő oszcillátorokban közvetlenül anóda- vagy kollektorfeszültséget, illetve a rácárammal arányos rácásfeszültséget. Az elektroncsöves vevőkészülékek helyi oszcillátorán 5...15 V tartományban mérhetünk negatív egyenfeszültséget a rácálevvezető 50 kohmos ellenállásán. Ennek sávon belüli egyenlőtlensége vagy egyenlőtlenége, esetleg az oszcilláció leszakadása a bemutatott módon tökéletesen indikálható. - Váltakozó feszültségek mérésénél (erősítésű csövoltmérőknél), nemcsak a bemenő ellenállást, hanem a bemenő kapacitást is figyelembe kell venni. A bemenő kapacitáshoz hozzáadódik a többnyire árnyékolt kábelből készített mérőszinór kapacitása is. Ha van saját csövoltmérőnk, használjuk hozzá a lehető legrovidebb és lehető legjobb minőségű, nagyfrekvenciás kábelből készült mérőszinórt.

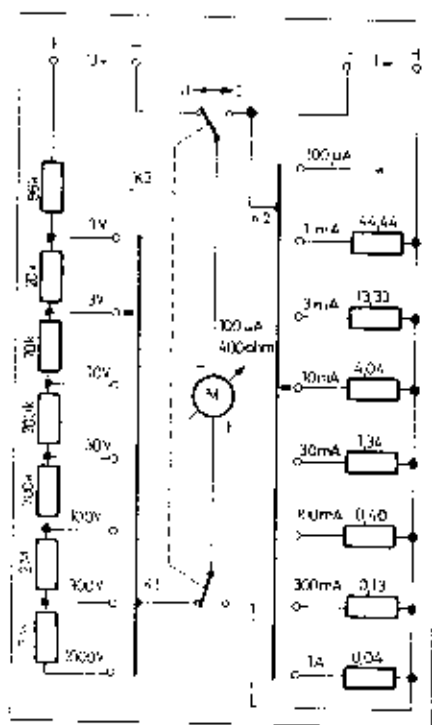
18.3. Áram- és feszültségmérő műszerek

„csövoltmérők”

A gyakorlati munkában igen tág határok között fordulnak elő áram- és feszültségmérési feladatok. Megfelelően méretezett szűntők és előtétellenállások olcsó kombinációjával kiegészített alapműszert univerzálisan, egyen- és váltóáramon, sokféle végkiterítési őrzákenységgel lehet használni áram és feszültség mérésére. Ezeket a mérőhatárokat egymáshoz illeszkedően úgy kell megválasztani, hogy minden mérendő érték kielégítő pontossággal legyen meghatározható. A mérés pontosság mindig végkiterítésre vonatkozik, ezért amikor a leolvasott érték a fél és egy tized végkiterítés közé



18.8. ábra. Üzemi feszültségek mérése nagyfrekvenciás áramkörökben



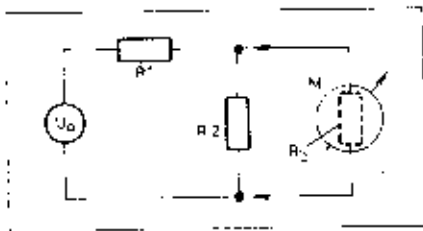
18.9. ábra. Egyenáramú feszültség- és árammérő kapcsolási vázlat

esik, mérőhatárt kell váltani, ha pontosan akarunk mérni. A gyakorlatban eiterjedt mérőhatár-rendszerekben minden mérőhatár az előzőnek 2,5...5-szöröse az előbb említett okokból.

A 18.9. ábrán egyenáramú feszültség- és árammérő műszer kapcsolási vázlatát mutatjuk, melynek érdekessége, hogy a külön szorítókön elérhető bemeneteket egymástól függetlenül lehet alkalmazni, illetve áramkörökhöz kapcsolni. A K_1 kapcsolóval a kívánt feszültségmérésit, a K_2 kapcsolóval pedig az árammérésit végkiterítés állítható be. A K_3 kétállású kapcsoló helyzetétől függően a műszer áramot vagy feszültséget mér akár két különálló készülékben is. A szűntők és az előtétellenállások más mérőhatárookra és más paraméterű alpműszerekre köpleteinkkel meghatározhatók.

További járulékos áramköri elemekkel, egyenirányítók alkalmazásával a bemutatotthoz hasonló készülék szerkeszthető váltóáramú mérésekre is. Ezek részletesebb kapcsolástechnikáját illetően a szakirodalomra utalunk, illetve az elektronikus elvű megoldásra még visszatérünk (18.12. ábra).

Az elektronikus erősítő nélküli feszültségmérő műszerek sokszor zavaró hibája, hogy a mérendő áramkörök (his (és mérőhatáronként változó) belső ellenállásokkal terhelik. Ez a probléma erősítők alkalmazásával megoldható, mert akkor a műszer kitéréséhez szükséges energiát az erősítő adja, melynek bemenő ellenállása elektronikus fogyasztókkal olgondően nagy értékűvé tehető. Ezeket az



18.4. ábra. A feszültségmérés alap-áramköre

hitelesített műszerek hamisan mérők. Pl. négyszögjelnél a műszer többet mutat, impulzusoknál pedig kevesebbet. Ez a hiba előjöhöt túlzavérelt erősítők kimenő teljesítményeinek mérésénél. Úgyelni kell arra, hogy teljesítményerőbítőket a lineáris működési tartományokban mérjük, mert a kimenő teljesítmény meghatározásához szükséges áramot (és feszültséget) túlzavérelésnél hamisan mérjük.

18.2. Feszültségmérés

A feszültségmérés a rádióelektronika leggyakrabban alkalmazott mérési módszere. Az áramkörök működését az áramköri elemeken kialakuló, vagy rájuk kényszerített feszültségek jellemzik. Ismert ellenállásokon vezetett feszültségméréssel közvetett úton gyakran mérünk áramot is. Nagyfrekvenciás feszültségek mérésével határozunk meg sok olyan jellemzőt is, melyek direkt úton nem mérhetők (rezgőkörök jósági tényezője, térrerősség stb.).

Feszültségmérésnél a mérőkészülékot a mérendő objektummal mindig párhuzamosan kapcsoljuk (18.4. ábra). Eltekintve a „végtelen” belső ellenállású, elektrostatikus működési elvű feszültségmérőktől, a voltmérő bekapcsolása az R_b belső ellenállás sőtölő hatása miatt mindig csökkenti annak az áramköri szakasznak az összellenállását, ahová csatlakoztatjuk.

A 18.4. ábra jelölésével az R_b ellenálláson ténylegesen (mérés előtt) kialakuló feszültség:

$$U_{R_1} = \frac{U_0 \cdot R_1}{R_1 + R_b}$$

A voltmérő R_b belső ellenállása – függetlenül a feszültségmérő műszer saját mérési hibáitól – ezt az értéket az adott rendszer ellenállásviszonyaitól függően meghamisítja.

Az ideálisan pontos, R_b belső ellenállású voltmérővel az R_1 ellenálláson U_{R_1} értékű feszültség mérhető, melynek számszerű értéke:

$$U_{R_1} = \frac{U_0 (R_1 \parallel R_b)}{R_1 + (R_1 \parallel R_b)}$$

$$U_{R_1} = \frac{U_0 \cdot R_1}{R_1 + R_1 + \frac{R_1 \cdot R_b}{R_b}}$$

Az U_{R_1} feszültségre megadott két kifejezést (mérés előtt és mérés közben) összehasonlítva megállapítható, hogy a mért érték akkor csak egybe a valódi értékkel, ha

$$\frac{R_1 \cdot R_b}{R_b} \ll R_1 + R_1$$

Az egyenlőtlenség átalakításával oldjuk meg a kifejezést $R_b \gg$:

$$R_b \gg \frac{R_1 \cdot R_1}{R_1 + R_1}$$

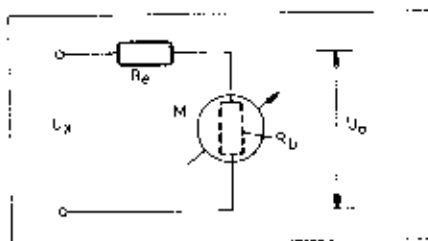
Az egyenlőtlenség jobb oldalát átírva kapjuk:

$$R_b \gg R_1 \parallel R_1$$

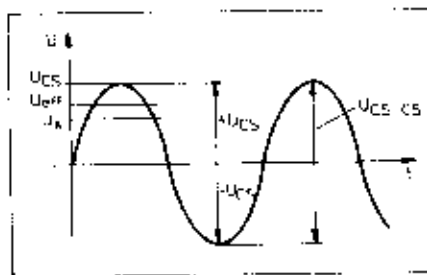
mely kifejezést úgy kell értelmeznünk, hogy a feszültségmérő műszer belső ellenállásának szerepét figyelembe kell venni, ha nem tesz eleget a fenti egyenlőtlenségnek.

A fentiekben matematikailag bemutatott összefüggés alkalmazása a gyakorlatban sokszor jelentkezik. Ha az R_1 értéke nagyon alacsony (pl. tápfeszültségforrások belső ellenállása), akkor az $R_1 \parallel R_b$ is alacsony értékű és a műszer saját fogyasztása nem zavarja a mérést. Ha az R_1 és az R_b ténylegesen feszültségosztást valósít meg (lehet az R_1 cső vagy tranzistor belső ellenállása is), akkor a mérés előtt mindig gondoljunk arra, hogy a műszer belső ellenállása mint fogyasztó jelentkezik. A mért érték annál közelebb áll a valósághoz, minél kisebb a műszereink fogyasztása. Ezért is tűrőkép a 10000...20000 ohm/voltos kéziműszerek használata, melyeknél még előnyösebbek azok az elektronikus feszültségmérők, melyek a legkisebb mérőhatárban is magas, 10...30 Mohm a bemenő ellenállásuk.

Egyenfeszültség mérésére általában Deprez-műszereket alkalmazunk, direkt módon megfelelő előtétellenállás-rendszerekkel, vagy elektronikus erősítők – impedanciaváltó fokozatok – közbeiktatásával. Ez utóbbiak működhetnek elektroncsövekkel (ilyen a közismert ORIVOHM csővoltmérő számos változata), tranzistorokkal vagy integrált áramkörökkel, esetleg ezek kombinációjával is. Laboratóriumi gyakorlatban a legpontosabb feszültségmérés ma már digitális működésű és számjegyes kijelzésű, ún. digitális voltmérőkkel vagy digitális multiméterekkel történik.



18.5. ábra. Feszültségmérő műszerek mérőhatárának kiterjesztése



18.6. ábra. A mért értékek definíciós váltakozó feszültségűnél

Váltakozó feszültségeket egyenirányítóval ellátott Deprez-műszerekkel mérünk. Az univerzális kéziműszerek 20 Hz-től 5...20 kHz-ig alkalmazhatók. Legkisebb mérőhatáruk általában 1-1,5 volt. Az előírt ohm/volt érték mindig rosszabb, mint egyenfeszültség-mérésénél, mert lineáris egyenirányítás csak relatíve (az alapműszer egyenáramúhoz viszonyítva) nagyobb áramoknál valósítható meg. Gyakorlati értékek 500...5000 ohm/volt.

Adott U_0 feszültségérzékenységgű, R_b belső ellenállású műszerrel az U_x -nél nagyobb U_x feszültséget erősen károsított előtétellenállás alkalmazásával mérhetünk (18.5. ábra). Az $U_x = nU_0$ új végkitérési érzékenységhoz szükséges R_e előtétellenállás számát az alábbi egyenlet adja:

$$R_e = (n - 1) \cdot R_b$$

Nagy belső ellenállású áramkörök-nél vagy szélesebb frekvenciatartományban (néhány MHz-ig) felmerülő mérési feladatoknál vagy alacsonyabb amplitúdó-tartományokban (mV-tartomány) erősfő típusú elektronikus feszültségmérőket („csővoltmérőket”) alkalmazunk. Ezeknek előnyös tulajdonságai az alábbiak:

- Bemenő ellenállásuk a legkisebb mérendő feszültségtartományban is nagy értékű (Mohm nagyságrendű), ezért teljesítményfelvételük kevésbé zavarja a mérendő áramköröket.

- Az érzékenység és a működési frekvenciatartomány erősfők alkalmazásával jelentősen növelhető. Készíthetők több MHz tartományban működő, 1...3 mV végkitérés-érzékenységgű típusok is.

- Az erősfők amplitúdó-limitáló hatása hibás alkalmazásnál megakadályozza az alaplmszer nagyfokú túltelhelését.

Igen széles frekvenciatartományban végzendő mérésekhez dióda bemenetű és ehhez csatlakozó egyenáramú erősfőkkel működő elektronikus feszültségmérőket használunk. Félvezető diódákkal szélesebb frekvenciatartomány (több száz MHz), csődiódákkal pedig nagyobb amplitúdótartomány (300 V effektív feszültségig) fogható át.

Váltakozó feszültségek mérésénél többféle értéket különböztetünk meg, melyek egymáshoz viszonyított értékei a jelalaktól függenek. Általában műszereink a szinuszos feszültségek jellemzőiben vannak kalibrálva. Erő-

Eddig két teljesítmény hányadosát fejeztük ki belben és decibelben, hogyan fejezhetünk ki egy teljesítmény-értéket B-ben vagy dB-ben? Olymódon, hogy válasszunk egy teljesítmény-értéket (pl. 1 mW) és azt tekintjük vonatkoztatási alappal. Ekkor a 10 mW az 1 B; az 1 W (= 1000 mW) a 3 B és az 1 mikrowatt a -3 B teljesítmény szint.

A gyakorlatban feszültség- (vagy áram-) erőfőtéről (vagy osztásról, csillapításról) beszélünk, ezek értékeit is ki tudjuk fejezni B-ben és dB-ben, ha felhasználjuk a

$$P = \frac{U^2}{R}$$

összefüggést.

$$K^2 = \lg \frac{P_2}{P_1} [B] = \lg \frac{\frac{U_2^2}{R}}{\frac{U_1^2}{R}} = \lg \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2$$

$$K' = 20 \lg \frac{U_2}{U_1} [dB]$$

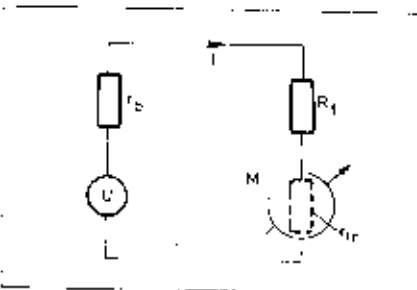
A számításoknál feltételeztük, hogy az R ellenállás (a fogyasztó) számrátéke mind az U_2 , mind az U_1 feszültség-nél azonos, ezért egyszerűsíthető a logaritmuson belüli hányados R-rel. Ez a feltételezés a gyakorlatban elfogadható, mert a legtöbb esetben a viszonyítás egyazon rendszeren belül történik. Pl. egy erősítő frekvencia-menetének mérésénél ugyanazon a pl. 15 ohmos terhelő ellenálláson a frekvenciától függően változó feszültség értékeket hasonlítjuk egymáshoz.

18.1. Árammérés

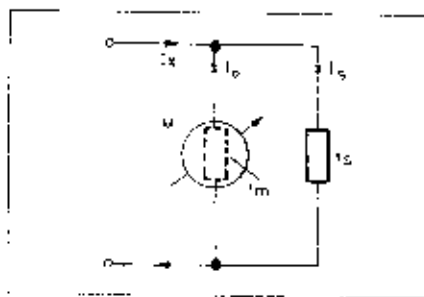
Adott áramkörben folyó áramérték meghatározásához az árammérő (ampermérő) műszert sorosan kell beiktatni (18.1. ábra). Az áramkörben a műszer beiktatása előtt az I áram értéke:

$$I = \frac{U}{r_p + R_1}$$

A beiktatott műszer ugyanazt az értéket mutatná, ha az r_m ellenállás zérus értékű volna. Az r_m ellenállás értéke azonban nem zérus, ezért az árammérő



18.1. ábra. Az árammérés alapelve



18.2. ábra. Árammérő műszerek mérés-határainak kiterjesztése

oly mértékben fog hármas mérni (nem mutatni), amennyiben az r_m az $r_p + R_1$ értékkel összemérhető. Ha $r_p + R_1 = 10$ ohm akkor 1 ohm belső ellenállású műszer kb. 10% hibával mér és 0,1 ohm belső ellenállás mellett mérhetünk 1% hibával. A szémpélda általánosításával kimondhatjuk, hogy áramot helyesen akkor mérünk, ha a műszerünk belső ellenállása az áramkör egyéb ellenállásához képest elhanyagolható.

Egyenáramot a néhány mikroamper nagyságrendtől kezdődően általában forgótékercses (Dopraz-) műszerekkel mérünk. Az alapérzékenységet meghaladó áramértékeket a műszerrel párhuzamosan kaposolt ellenállások, ún. *söntök* alkalmazásával mérhetünk. Az alapműszer megválasztásánál ügyeljünk arra, hogy a nagyon érzékeny típusok (50 - 100 μ A) belső ellenállása magas és végkítérésnél a rajtuk eső feszültség is nagyobb, mint a durvább típusokon. Ezért ha 10 - 200 amperes söntökkel is akarunk mérni, előnyösebb az 5 - 20 mA érzékenységgű alapműszer használata.

Az árammérési határt kiterjesztő söntök ellenállásértékének meghatározásánál az alapműszer I_0 végkítéresi áramérzékenységből és r_m belső ellenállásából indulunk ki (18.2. ábra). Legyen az I_s új áramérzékenységre az alapérzékenység n -szerege ($I_s = n \cdot I_0$). A műszeren és a söntellenálláson azonos feszültségessé keletkezik:

$$I_s \cdot r_m = I_s \cdot r_s = (n - 1) \cdot I_0 \cdot r_s$$

mely egyenletet rendezésből adódik a söntszámítás alapegyenlete:

$$r_s = \frac{r_m}{n - 1}$$

Nagy áramok mérésénél a mérés időt a lehető legrövidebbre kell választani, mert a söntök a rajtuk disszipálódó teljesítménytől felmelegsznek és értékük megváltozása a mérési eredményt meghamisítja. Egész kis áramok mérésénél indirekt módszerhez folyamodunk. A mérendő áramkörbe a 18.3 ábra szerint beiktatjuk az R_2 jelű pontos értékű ellenállást és a rajta eső feszültséget nagy bemenő ellenállású csővoltmérővel megmérjük. A mért feszültségértékből és az R_2 számértékből az I áram értéke számításal határozható meg. Így mérhetünk pl. 10 μ A végkítéréssel áramot $R_2 =$

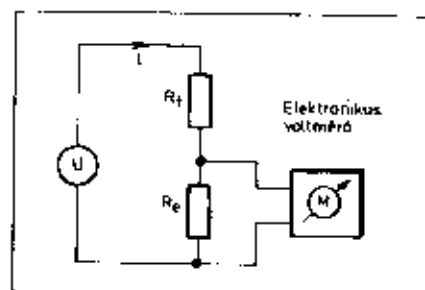
1 kohmos ellenállással és 10 mV érzékenységgű csővoltmérővel.

Színusos váltóáramokat 1 mA érték-től kezdődően egyenirányítókka ki-egészített forgótékercses műszerekkel mérhetünk. Speciális elrendezéssel adott célfeladatra a felső határfrekvencia kiterjeszhető, de a viszonylag nagy feszültségesség miatt, ami a félvezető diódák nyitására szükséges, előnyösebb a termokereszték használata, melyek 100 MHz-ig is alkalmazhatók (pl. antennáramok mérésére).

Kis értékű váltóáramok mérésére is előnyösen alkalmazható a már említett indirekt mérési módszer. 10 mV végkítérésű csővoltmérőt könnyen lehet építeni lineáris frekvencia-menettel, több MHz határfrekvenciára is. Az ilyen csővoltmérőhöz olyan kis értékű söntellenállásokat (18.3. ábra; R_2) kell alkalmazni, melyek alig zavarnak a mérendő áramköröket. Pl. $R_2 = 1$ kilohm mellett 10 μ A, $R_2 = 1$ ohmnál pedig 10 mA a végkítérés, és az 1 A-es mérés-határhoz pedig 0,01 ohmos söntellenállás szükséges.

Az árammérés gyakorlati kivitelénél két nagy mérési csoportot különböztetünk meg. Egy egyik esetben passzív elemeken átfolyó áramokat mérünk, s akkor az eddig elmondottak figyelembevételével a mérési feladat jól megoldható. A másik feladatsopportnál aktív áramkörökben történik az árammérés. Ilyenek pl. anóddáram, katódáram, rácisáram, kollektoráram, emitteráram, bázisáram, oszcillációs áramok stb. Ebben az esetben arra is ügyelni kell, hogy az árammérő beiktatása egyrészt ne változtassa meg a váltóáramú impedancia viszonyokat, másrészt ne változtassa meg az egyen-áramú munkapontot, ne okozzon elhangulódást, oszcilláció-leszakadást vagy nem kívánt visszacsatolást. Erre a feladattípusra általános szabályt az áramkörök végtelen variációi miatt felállítani nem lehet. Alapelvként azt jegyezzük meg, hogy az árammérő műszert mindig „hideg” oldalba, pl. egyik végénél a tápfeszültséghez kapcsolva iktassuk be. Ezt a feltételt sok esetben könnyen teljesíthető. Nehezebb a helyzet az emitter- és a katódáram mérésénél, melyet célszerűbb oly módon megkerülni, hogy az egyébként is ott levő ellenállásokon feszültségességét mérünk.

Nem szinuszos feszültségek által létrehozott áramokat a szinuszáramokra



18.3. ábra. Árammérés indirekt úton

18. Méréstechnika

Rózsa Sándor okl. vill. mérnök

Rádió adó- és vevőberendezések kifogástalan működtetéséhez nélkülözhetetlen a mérésekkel való rendszeres ellenőrzés. Mérések végzésének két előfeltétele van: egyrészt a mérendő jellemző meghatározására alkalmas mérőeszközök, másrészt azon mérési módszer ismerete, melynek segítségével kellő pontosságú mérési eredmények nyerhetők. Az amatőr készítésű berendezések beállítása, beüzemeltetése, az optimális üzemi paraméterek elérése csak módszeres mérésekkel biztosítható. Fejlesztünk célja röviden áttekinteni a 18.1. táblázatban megadott fontosabb villamos jellemzők mérését és bemutatni az elektronikus mérőeszközök szerkezeti felépítését. Utánpótlást kívánunk nyújtani az egyszerűbb elektronikus mérőberendezések amatőr elkészítéséhez.

A módszerek és a készülék ismertetői és előtti rá kell mutatnunk az elektronikus méréstechnika néhány nehézségére, illetve sajátosságára:

- némely készülékben a mérendő értékek egymáshoz viszonyított nagyságrendje $10^4 \dots 10^6$ is lehet (pl. mikroamper, ohm és gigohm stb.);
- ugyanabban az áramkörben keverten is előfordulhatnak elektromos feszültségek és áramok, melyeket pontosan csak úgy lehet megmérni, ha egymástól elválasztjuk őket (pl. egyenáramok és hang- vagy nagyfrekvenciás áramok, esetleg mind a három egyszerre. Egy modulátor-fokozatban egyszerre jelen van egyenáram, alacsony- és magasfrekvencia, sőt esetleg az utóbbi felharmonikusai is);
- az időbeli lefolyást tekintve a feszültségek és áramok nemcsak sinus-, hanem négyzet-, háromszög-, impulzus- stb. alakúak is lehetnek;
- a mérőeszköz használatával a mért jellemző annyira „megzavarható”, hogy a mért érték hamisodni válik (pl. kis áramú feszültségosztók mérése erősen terhelő kéziműszerrel, oszcillátorok frekvenciamérésénél erős elhangolás stb. Nagyobb üzemi frekvenciákon a mérőeszköz bemenő ellenállása és be-

menő kapacitása erősen befolyásolja a mért értéket. Pl. egy szélessávú erősítőfokozat erősítést nem szabad megmérni olyan esővoltmérővel, melynek bemenő kapacitása impedanciára átszámított értékben a kimenő ellenállással összemérhető.)

A röviden felsorolt sajátos szempontok ismételtén aláhúzzák, hogy jó mérésekhez nemcsak pontos mérőeszközök, de helyesen alkalmazott módszerek is szükségesek. Nem szabad elfelejteni azt sem, hogy a mérőeszközök mindolyika meghatározott tartományban használható.

A fenti szempontok figyelmen kívül hagyása hibás vagy teljesen használhatatlan mérési eredményekhez vezet. Különösen áll ez a tétele nagyfrekvenciás és URH méréseknél. Előfordulhat, hogy a mérővezetékek és az összeállítás egyes részeinek induktivitásából és kapacitásából parazita rezgőkörök alakulnak ki, melyek energia-elcsúszása nem várt megapoteásokat, hirteleni eredményeket okoz.

A mérési módszerek egy részénél az eredmény közvetlenül műszer- vagy skálaleolvasás útján nyerhető. Ilyen pl. a megfeszítés mérés, frekvenciamérés stb. Az ilyen ún. *direkt leolvasású* mérőeszközökkel szemben pontosabban lehet mérni az összehasonlítás elvén működő készülékekkel. Ezekben az adott feladattól függően differenciál- vagy nullérték-beállítás, vagy helyettesítési módszerrel történik a mérni kívánt jellemző meghatározása.

Differenciál vagy differencia mérési módszerrel két érték különbségét határozzuk meg. Pl. 100 és 110 volt közti eső feszültséget úgy is megmérhetünk, hogy azembekapcsolunk pontosan 100 volt feszültséget és a különbséget egy 10 volt mérőhatárú műszerrel határozzuk meg. Ha azembekapcsolt (ún. *kompensáló*) feszültség értéke pontos és a 10 voltos műszerrel 5 voltot mérünk +2% pontossággal, akkor az így módon meghatározott 105 volt feszültség kb. +2%-ra pontos, mert az

5 voltra vonatkozó mérési hiba ez esetben már 105 voltra vonatkozik.

A nullérték-beállítás módszere mérőhídaknál és frekvenciamérésnél használatos. Helyettesítésnél a mérendő ismeretlen jellemző állapotát rögzítjük (megjegyezzük pl. egy mutató kitérését), majd változtatható, de ismert értékű elemek helyettesítésével előidézzük ugyanazt a helyzetet. Ez esetben a helyettesítő elem azonos az ismeretlennel. (Pl. nincs ellenállásmérőnk, de meg akarjuk mérni egy tranzisztorfokozat egyenáramú ellenállását. Kákapcsolunk 1,5 volt egyenfeszültséget és mérjük az átfolyó áramot. Ezután a tekercs helyére ellenállásokat iktatunk be mindaddig, míg a műszer azonos áramot nem jelez. Ekkor a beiktatott ellenállások együttes értéke pl. 116 ohm, és ez az érték pontosan azonos a tekercs egyenáramú ellenállásával. Ugyanígy járhatunk el kapacitásmérésnél, induktivitásmérésnél stb. Ha a helyettesítő elemet pontosan lehet szabályozni, akkor az ismeretlen érték is kellő pontossággal meghatározható ezzel a módszerrel.)

Az elektronikában a feszültség-, áram- és teljesítményértékeket és egymáshoz viszonyított nagyságukat nemcsak V-ban, A-ban és W-ban fejezzük ki, hanem 10-es alapú (bel, decibel) és tizedeszetes, e alapú (nóper) logaritmusokkal is. Az elektronikus méréstechnikában a *decibel-értékek* az elterjedtebbek, a *nóper-értékek* többnyire a telefontechnikában és a vezeték hírközlésnél számolnak.

Két teljesítményérték (P_1 és P_2) egymáshoz viszonyított K értékét belben (B-ben) a

$$K = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} \text{ [B]}$$

kifejezés kiszámított értéke adja meg. Pl. az 1 W és az 1 mW teljesítmények viszonya:

$$K = 10 \lg \frac{1000 \text{ mW}}{1 \text{ mW}} = 10 \lg 1000 = 30 \text{ bel}$$

Ha a két érték hányadosa 1-nél nagyobb, azaz $P_1 > P_2$ (erősítés esete) akkor a bel érték előjele pozitív, ha 1-nél kisebb, azaz $P_1 < P_2$ (csillapítás esete), akkor a bel érték előjele negatív. A -3 B tehát 1 ezredrésznyi teljesítményt jelent.

A decibel (dB) kifejezés a bel érték tizede, ezért két teljesítményérték hányadosát decibelokban az alábbi kifejezés adja:

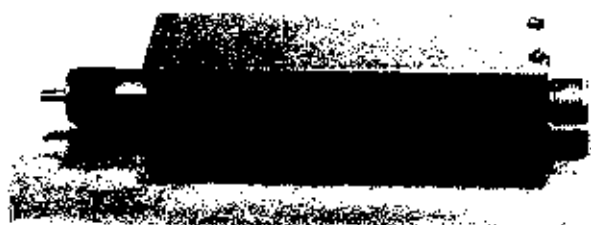
$$K = 10 \lg \frac{P_1}{P_2} \text{ [dB]}$$

Az előbbi példánk származékai az 1000-szeres teljesítményviszony egyenlő 30 decibellel.

18.1. táblázat

Jellemző	Jelölés	Egység és rövidítés
Feszültség	U	volt V
Áramerősség	I	amper A
Töltés	Q	coulomb C
Ellenállás	R	ohm Ω
Vezetés	G	siemens S = 1/Ω
Frekvencia	f	hertz Hz
Induktivitás	L	henry H
Kapacitás	C	farad F
Teljesítmény	P	watt W
Mágneses indukció	B	tesla T

1 T = 10000 gauss



17.24. ábra. Egy 14 MHz-es sávra méretezett 60 dB-es szűrő



17.25. ábra. Az alkatrészeket nyomtatott áramköri lemez tartja, a tekercsek önhordó kivitelűek

f_a frekvencia alatti tartományt nevezük átviteli sávnak, ami a szűrő aluláteresztő rendszere miatt 0 Hz-nél kezdődik. Az f_a frekvencia felett a szűrő egyre fokozottabban csillapít, míg az f_z zárófrekvenciánál eléri a méretezésben meghatározott 40 dB-es értéket, és ezen frekvencia felett csillapítása sehol sem kevesebb, mint 40 dB. A csillapítás-határokat a tolerancia-vonalak jelzik. A zárósávban (f_z frekvenciától felfelé) a csillapítás sehol sem kevesebb, mint 40 dB, de annál lényegesen nagyobb értéket is elérhet, mint azt a diagram vonala mutatja. Extrém nagy csillapításokat mutat a szűrő az f_1 és f_2 frekvenciákon, amely frekvenciák tulajdonképpen az $L_2 - C_2$ illetve az $L_4 - C_4$ párhuzamos rezgőkörök rezonancia-frekvenciái. A szűrő méretezését úgy végeztük, hogy az amatőrsávok harmonikusai ezen f_1 és f_2 frekvenciák közelébe esenek, és így a második és harmadik harmonikusokra a csillapítás a 40 dB-nél jóval nagyobb értéket is elérhessen. Az egyes amatőrsávokra kiszámított szűrő elemjeinek adatait a 17.1. táblázat tartalmazza.

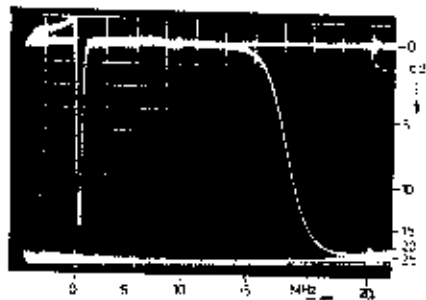
A 17.22. ábra egy 7 tagú - három rezgőkört tartalmazó - Cauer-szűrőt mutat. A zárósávi csillapítás onnét a szűrőnél a méretezés szerint 60 dB. Etnél a C 0507 típusjelű szűrőnél az adatokat úgy vettük fel, hogy két rezgőkör frekvenciája (f_1 és f_2) gyakorlatilag a harmonikus frekvenciákra esik, és így csak a helyeken a csillapítás a 60 dB-ca határnál még nagyobb is lehet. A 17.22. ábra szűrőjének átviteli karakterisztikáját a 17.23. ábra mutatja. A szűrő elemjeinek adatai a 17.2. táblázatban találhatók.

A táblázatokban szereplő adatokat úgy választottuk meg, hogy a szűrők 50 ohmos hullámellenállású kábelbe iktathatók. Nem alkalmasak sem a 60 ohmos, sem a 75 ohmos rendszerben való felhasználásra.

Az adók csak akkor nem zavarják a környező TV- és rádiókészülékeket, ha nemcsak az antennán keresztül, hanem más úton sem sugároznak a zavaró harmonikus frekvenciákon. Ezért az adókészülékeket minden esetben



17.26. ábra. A nyomtatott áramköri lemez a szükséges kimaradékokkal



17.27. ábra. A szűrő átviteli karakterisztikája a vobbulátor ernyőjén

zárt fémdobozban kell elhelyezni, elektromosan zárt, több helyen fémmel a dobozzal összekapcsolva az előlappal. Gondoskodni kell arról is, hogy a tápfeszültségek bevezetésénél nagyfrekvenciás szűrés legyen.

A 17.24. ábra egy a 14 MHz-es amatőrsávra készült C 0507 típusú szűrőt mutat. A zárt fémdobozba szerelt szűrő bemeneti és kimeneti csatlakozása „Amphenol” koaxiális csatlakozóval van megoldva. A sárgaréz doboz mérete 125 x 32 x 42 mm, oldalai és a csatlakozók forrasztva vannak.

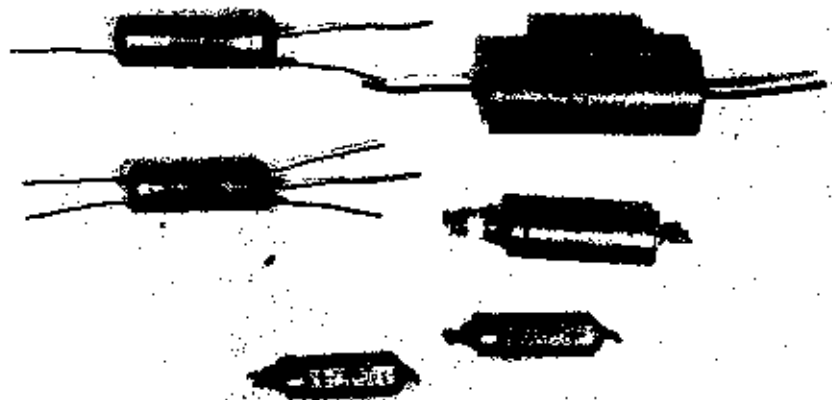
Az alkatrészeket tartó nyomtatott áramköri föllás lemezt két szegescselhető anya tartja a doboz fenekén. A nyomtatott áramköri lemez kizurelt állapotban a 17.25. ábrán látható. A nyomtatott áramköri lemez méretét és fóliás oldalát a szükséges kimaradékokkal a 17.26. ábra mutatja. A szűrő vobbulátorral felvett átviteli karakterisztikája a 17.27. ábrán látható. A karakterisztika kb. 25 dB-nél nagyobb csillapítású szakaszát a vobbulátor már nem tudja feldolgozni.

17.1. táblázat

f_a f_z	4 MHz 0,8 MHz	8 MHz 13,6 MHz	16 MHz 27,2 MHz	24 MHz 40,8 MHz	32 MHz 54,4 MHz
C_1	554 pF	272 pF	136 pF	91 pF	68 pF
C_2	88 pF	44 pF	22 pF	15 pF	11 pF
C_3	1096 pF	548 pF	274 pF	184 pF	137 pF
C_4	280 pF	140 pF	70 pF	47 pF	35 pF
C_5	408 pF	204 pF	102 pF	68 pF	61 pF
L_1	2,36 μ H	1,18 μ H	0,59 μ H	0,39 μ H	0,30 μ H
L_2	1,34 μ H	0,67 μ H	0,34 μ H	0,23 μ H	0,17 μ H
f_1 f_2	10,8 MHz 7,1 MHz	21,7 MHz 14,3 MHz	43,4 MHz 28,4 MHz	65 MHz 42,6 MHz	86,6 MHz 56,8 MHz

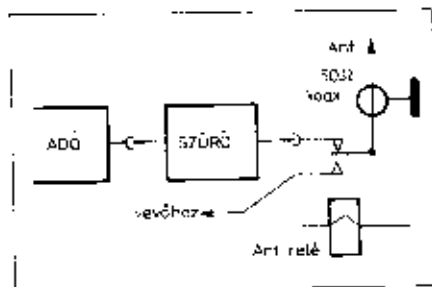
17.2. táblázat

f_a f_z	4 MHz 0,8 MHz	8 MHz 12 MHz	16 MHz 24 MHz	24 MHz 36 MHz	32 MHz 48 MHz
C_1	600 pF	300 pF	150 pF	100 pF	75 pF
C_2	82 pF	31 pF	51 pF	10 pF	8 pF
C_3	1180 pF	590 pF	295 pF	198 pF	147 pF
C_4	280 pF	140 pF	70 pF	47 pF	35 pF
C_5	1100 pF	550 pF	275 pF	184 pF	138 pF
C_6	216 pF	108 pF	54 pF	36 pF	27 pF
C_7	460 pF	230 pF	115 pF	77 pF	57 pF
L_1	2,6 μ H	1,3 μ H	0,65 μ H	0,43 μ H	0,32 μ H
L_2	2,4 μ H	1,2 μ H	0,6 μ H	0,4 μ H	0,3 μ H
L_3	2,1 μ H	1,1 μ H	0,55 μ H	0,35 μ H	0,26 μ H
f_1 f_2	12,8 MHz 5,8 MHz	25,2 MHz 10,6 MHz	50,4 MHz 21,2 MHz	75,6 MHz 31,8 MHz	100,8 MHz 42,4 MHz



17.18. ábra. Alacsonyfeszültségű és nagyáramú átviteli (zavarcsűrő) kondenzátorok

kat sem. A sorlejtítő fokozat kapacitív árnyékolása nagyon sokat segít, de szükséges lehet még a képsóra csatlakozó nagyfeszültségű kábel árnyékolása is. A zavaró harmonikusok csökkentését célozzák a végerősítő cső anódjára, valamint a csillapító dióda (booster-dióda) katódjára csatlakozó vezetékbe helyezett ellenállások (10...50 ohm), valamint az ugyanezen helyen alkalmazott, nagyvesztésű ferritrudra tekercselt fojtótekercsek.



17.19. ábra. A harmonikus szűrő elhelyezése az adó antennakimenetén

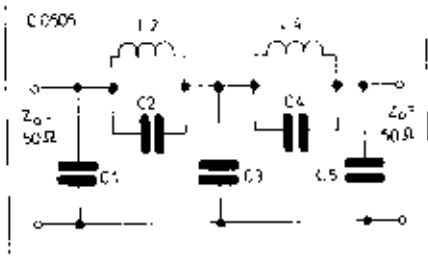
Harmonikus szűrők amatőr adókhoz

Az amatőr adóállomások forgalmazását nagyban korlátozza a szomszédos rádió- és televíziókészülékek zavartatása. Különösen a budapesti adót vevő televíziókészülékek érzékenyek az amatőr adók harmonikus sugárzására, mert a ORFT 1-es osztóra éppen az amatőr sávok egész számú többszörös frekvenciáján – harmonikusán – van. Kedvezőbb helyzetben vannak azok az adóamatőrök, akik olyan területen laknak, ahol valamelyik III. sávi TV-adót veszik a nézők. Nemcsak a televízió, hanem az FM másoszározó sáv is veszélyeztetve van az amatőr adók 5. – 6. – 7. harmonikusaitól, bár itt a frekvenciamodulációs rendszer jelentősen csökkenti a zavarokat.

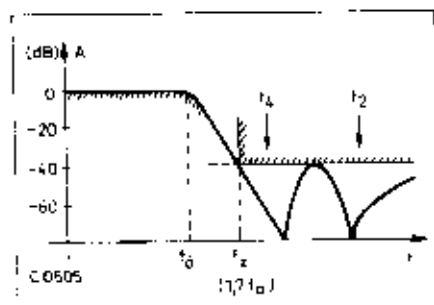
A TV-vevőket elsősorban a 14, 21 és 28 MHz-es sávban dolgozók zavarhatják, mert ezek aránylag alacsony rendű (2., 3., 4.) harmonikusai zavarhatnak amely harmonikusok amplitúdója viszonylag jelentős. A végfokozat kimenetén gyakran alkalmazott egyszerű csatlakozó-illesztő elemek, mint pl. a

Collins-szűrő, nem nyújtanak kellő csillapítást a cső által termelt harmonikusokra. Különösen akkor nem, ha a minél nagyobb hatásfok érdekében az anódkör jósági tényezője alacsony értékre van megválasztva ($Q=5-20$).

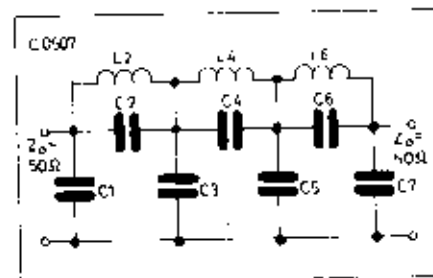
A meglévő adókészülék harmonikus sugárzását nagymértékben lehet csökkenteni az antenna vezetékébe illesztett harmonikuscsűrővel (17.19. ábra). A beiktatott szűrő jellemzője az, hogy az üzemi frekvenciára gyakorlatilag nem ad csillapítást, míg a harmonikus frekvenciákra jelentős csillapítással rendelkezik. A harmonikus szűrő legegyszerűbben egy aluláteresztő „Cauer”-típusú szűrőlánc, amelynek átmenesztő tartományán belül helyezkedik el az adó üzemi frekvenciája, míg a 2. és a nagyobb számú harmonikusok már a zárótartományba kerülnek. A 17.20. ábra egy öttagú – két rezgőkört tartalmazó – Cauer-szűrőt mutat. Ez a szűrő az elemek adott megválasztása mellett a harmonikusokra 40 dB csillapítást ad, átviteli karakterisztikáját a 17.21. ábra mutatja. Az



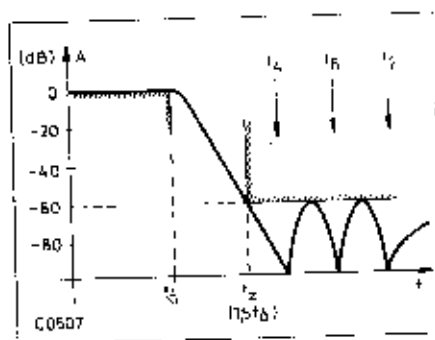
17.20. ábra. Az öttagú Cauer-szűrő kapcsolási rajza



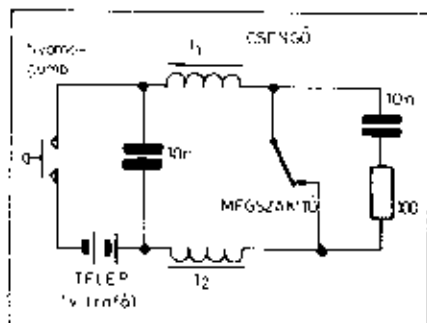
17.21. ábra. A C 0505 típusú 40 dB-es szűrő átviteli karakterisztikája. Az f_1 és f_2 frekvenciákon a csillapítás 40 dB-nél sokkal nagyobb



17.22. ábra. A 7 tagú Cauer-szűrő kapcsolási rajza



17.23. ábra. A C 0507 típusú 60 dB-es szűrő átviteli karakterisztikája. Az f_1 , f_2 és f_3 frekvenciákon csillapítás maximumok vannak. Ezek a frekvenciák a párhuzamos rezgőkörök rezonanciafrekvenciái



17.14. ábra. Villanymotorok és zúmmogók zavaraszűrése

17.14. ábra mutatja. A csatlakozó vezetéseket célszerű mind a villanymotoroknál, mind a csengőknél a rendelkezésre álló két db tekercsen keresztül bevezetni, mert így ezek a tekercsek egyúttal mint nagyfrekvenciás fajtótekercsek működhetnek.

Zavarokat okoznak az egyszerű kapcsolók is, különösen, ha valamely periodicitással ismétlődően működnek. Ilyen például a hűtőszekrények bimetal kapcsolója, vagy némely akvárium ugyancsak bimetallos fűtőszekrénye. Ezeknek zavaraszűrése a 17.15. ábra ad ötletet.

Gépkocsik elektromos berendezésének zavarai csak akkor válnak kellemetlenné, ha az amatőr berendezés mölül üzemel és közvetlenül a gépkocsiban van elhelyezve. A gépkocsik elektromos berendezése két fő zavarforrással rendelkezik. Az egyik az áramellátó egység – a dinamó és a feszültség szabályozó –, míg a másik a benzín üzemű motorok gyújtórendszere, amely rendeltetészerűen elektromos szikrával dolgozik.

A dinamó kollektora és a szénkefe között keletkező elektromos szikra az elosztott paraméterű rezgőköröknek szűrítő vezetékkel révén valóságos szelektív jelforrás. A szokásos méretű (hosszúságú) vezeték mellett a kiugrózott nagyfrekvenciás rezgésszáma éppen az RF-sávba esik és jóllehet az autó középhullámú rádióját nem zavarja, jelentős zavarokat kelthet rövid- és ultrarövid hullámon. A 17.16. ábra az akkumulátor töltőrendszernek zavaraszűrését mutatja.

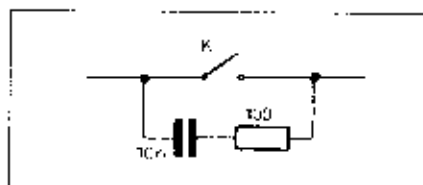
A modern gépkocsikban váltóáramú generátort alkalmaznak szilíciumdiódás egyenirányítással. Így a kollektor szikrázása elmarad (nincs kollektor). Az armatúra (forgórész) gerjesztése két csúszógyűrűn keresztül történik, amelyek rendszerint nem szikráznak. Reális rendszerű feszültség szabályozó áramkör azonban rendszerint a váltóáramú generátoros gépkocsikon is van, így ennek zavarát változatlanul meg kell szüntetni.

Az Otto-motorok gyújtásának rendszere három helyen terjed elektromos szikrá:

- az alacsony feszültségű megszakítóknál,
- a nagyfeszültségű elosztóban és a

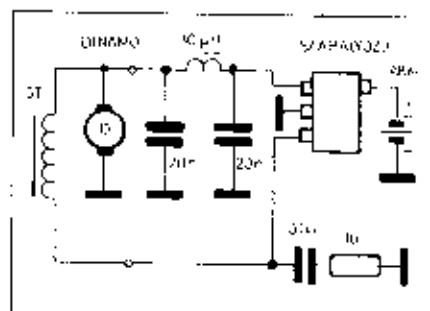
- nagyfeszültségű gyújtógyertyáknál (a hengerekben).

Mindhárom helyen a keletkező szikra, a szikrákhoz csatlakozó vezetékekkel (mint rezonátorokkal) nagyfrekvenciás csillapódó lökéshullámokat gerjeszt. A gyújtórendszer alacsony feszültségű oldalának zavaraszűrése ad javaslatot a 17.17. ábra. A gyújtótranszformátor megszakító felé csatlakozó vezetékének árnyékolása egymagában nem elegendő. Szükséges az is, hogy az akkumulátor (gyújtóáramcsatló) felé menő vezeték nagyfrekvencián el legyen választva a transzformátortól. Kondenzátorokként hagyományos, vagy úgynevezett „átvezető” típusú kondenzátorokat alkalmazhatunk. Alacsony feszültségű átvezető kondenzátorokat mutat a 17.18. ábra. Zavaraszűrés fajtótekercsként egy ferrit fazék-vasmagra ($A_L = 800 \dots 1250$) tekercsel 15...20 menetes tekercset célszerű alkalmazni. A tekercs huzala $\varnothing 1$ mm-es CuZ huzal lehet. A nagyfeszültségű gyújtás zavaraszűrése a gyárak is beépítenek különböző zavarcsökkentő megoldásokat. Az egyik szerint a „gyertyáspipa” egy 8...10



17.15. ábra. Kapcsolók zavaraszűrése

kohm körüli ellenállást helyeznek el, amely ellenállás a csatlakozó gyújtókábelnek, mint rezgőkörnek a jósági tényezőjét lerontja. A másik megoldás szerint a gyújtókábel belső vezető erét kópozik ki ellenállásnak (grafitos fonnal). Ez utóbbi kedvezőbb a zavarás szempontjából. Egyik megoldás sem tökéletes, de minden esetre jobb, mint ha a transzformátor közvetlen összeköttetésben volna az elosztó keresztül a gyertyák szikrákával.

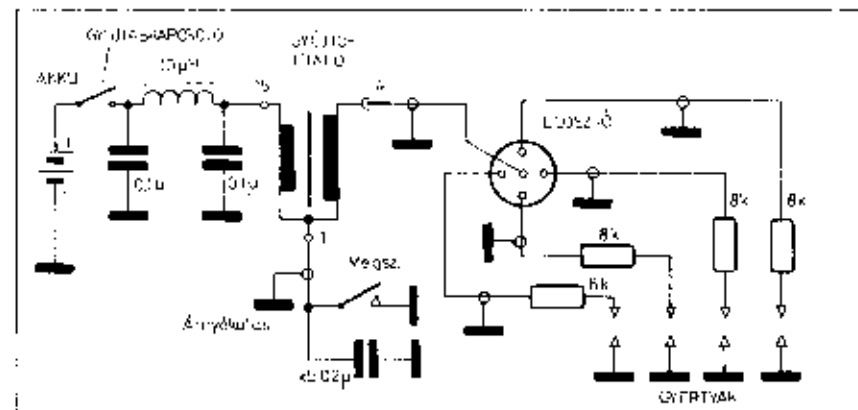


17.16. ábra. Töltődinamó és feszültség szabályozó zavaraszűrése fajtótekercsekkel és hidegltő kondenzátorokkal

Tökéletes megoldást csak a nagyfeszültségű kábelek külső árnyékolása nyújt. Árnyékolni kell magát a balcsillit elosztófejt is és a transzformátorról az elosztóra csatlakozó középső gyújtókábelt. A nagyfeszültségű gyújtókábelek árnyékolása azonban a gyújtóteljesítmény csökkenését okozza a kábelek mentén fellépő, a szikrákhozal párhuzamosan kapcsolódó kapacitások következtében.

A TV-vevők által okozott zavar

A TV-vevőkészülékek soroltérítő fokozata 15 625 Hz-es ismétlődési frekvenciával impulzusüzemben dolgozik. Az impulzusüzem következtében a meredek fel- és lefutású jelalakok, amelyek közudományosan sok harmonikus tartalmazzanak, nagy feszültség szinttel vannak jelen. Az eltérítő elektroncső anódján 8 kV amplitúdóval, a nagyfeszültségű egyenirányító anódján 20 kV amplitúdóval van jelen egy „nagyon csúnya alakú” jelcsomag, amely hatalmas feszültsége révén már a kismórtól csatlakozó vezetéseken is jelentős sugárzást okoz. Árnyékolatlan soroltérítő fokozat esetén a TV-vevő közelében levő rádióvevők hosszút-, közép- és rövidhullámú sávjában 15 625 Hz-es ismétlődéssel egy „sűrű frekvencia-részter” észlelhető, amely nem kíméli az amatőrösávo-



17.17. ábra. Akkumulátoros gyújtás alacsony feszültségű oldalának zavaraszűrése

Az adókészülék közvetlen sugárzása

Azok az adók, amelyek nincsenek zárt fémdobozban elhelyezve, nemcsak az antenna-kimeneten keresztül képesek harmonikus sugárzásra. A nagy impedanciájú anódvezetések – különösen, ha azok hosszúak –, valamint a kimenő szűrő anódloldali kondenzátora és tekercse, rövid antennaként energiát sugároznak ki. Esetleg ezek a belső vezetékek több harmonikus-energiát juttatnak a tőrbe, mint amennyi az egész adó RF-kimenetén keresztül távozik az antenna felé. Az ilyen típusú zavaró sugárzás megakadályozására az amatőr sílőkat (de legálább a végerősítő fokozatot) elektromosan jól zárt fémdobozban kell elhelyezni.

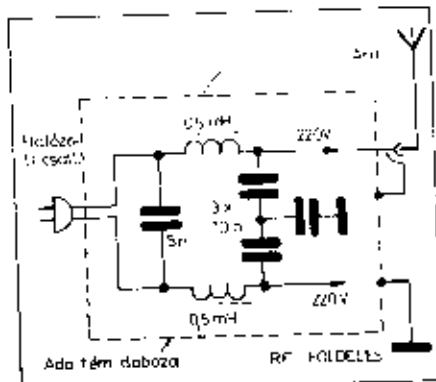
Az adó közvetlen sugárzása a 17.11. ábra szerint indikálható. Az adó illesztett kimenetére zárt felépítésű műantennát kapcsolunk és a kérdéses TV-készüléken ellenőrizzük a műsor zavarát, különböző adófrekvenciákon és modulációs módok mellett. Jól árnyékoltt készülék esetén zavarok nem léphetnek fel, még a kritikus adófrekvenciákon sem.

Az adókészülék sugárzása a hálózati vezetéken keresztül

A korszerű adókészülékek illesztett koaxiális kábellel csatlakoznak az antennához. Ideális esetben a koaxiális kábel árnyékolásának külső felületén nem folyik nagyfrekvenciás áram. Ez az állapot akkor áll elő, ha az antenna táplálása (fent az antennánál) tökéletes aszimmetriában történik, ami azt jelenti, hogy a tápkábel árnyékolásának csatlakoztatási pontjában (az antennánál) zérus nagyfrekvenciás potenciál van. Rendszerint a helyzet nem ez és így a koaxiális kábel külső felületén áram folyik az adókészülék fémváza felé. Ilyen áram keletkezhet akkor is, ha a koaxiális kábel az antenna elektromágneses erőterével szoros csatlakozásba kerül.

A koaxiális kábel által az adókészülék fémváza felé folyó nagyfrekvenciás áramot célszerű minél rövidebb úton a föld felé irányítani. Ezért az adókészülék számára nagyon fontos a jó és kis impedanciát képviselő nagyfrekvenciás földelés. Azoknál az adóknál, amelyek közvetlenül, koaxiális kábellel hajtják meg pl. a Windom, Fuchs, vagy long-wire antennát, a földelés mint ellensúly mindenképpen szükséges a jó működés érdekében.

Mivel egy földvezeték sohasem ideális (azaz impedanciája sohasem zérus értékű), a készülék fémváza többkevesebb nagyfrekvenciás feszültség mindig van az ideális földhöz, valamint az egyéb földközeli pontokhoz képest. A hálózati transzformátor belső (és a szerezés egyéb) kapacitásain keresztül a nagyfrekvenciás jel igyekszik az erőáramú hálózat felé is kijutni. Ha ez az emittott kapacitásokon keresztül megtörténik, akkor előfordulhat egy olyan



17.12. ábra. Az adókészülék hálózati csatlakoztatása zavarcsűrő főtötekercsekkel és kondenzátorokkal

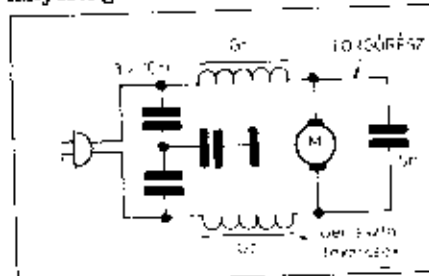
zavarás, amelyről a zavart készülékhez a hálózati vezetéken keresztül jut el a nagyfrekvenciás zavaró jel. Ennek megakadályozására az adókészülékek hálózati csatlakoztatását előszerű főtötekercsekkel és zavarcsűrő kondenzátorokkal ellátni a 17.12. ábra szerint.

Az amatőr forgalom (vétel) zavarása más berendezések által

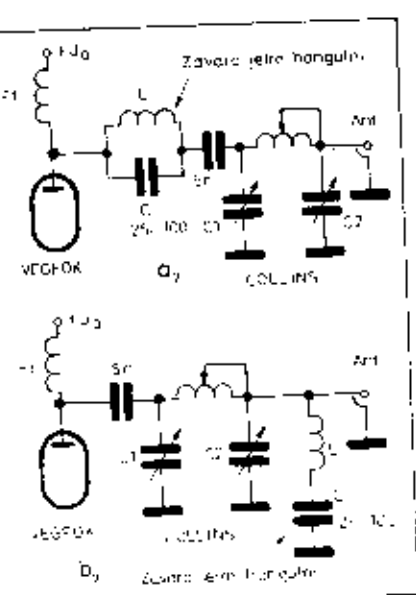
Az amatőr forgalmazás QRM-jéről itt nem szólnunk, mert az a forgalmazás frekvenciájának rögzíthetőségéből származik és velejárója a sávok zafoltaságának.

Sűrűn lakott városokban, bérházakban, rendszerint a „local QRN” keseríti meg az amatőrök életét. Minden elektronos szikra széles spektrumú nagyfrekvenciás csillapodó rezgéseket gerjeszt és a csatlakozó vezetékek elektromos paramétereitől függően valamely frekvencián különösen erősen sugároz nagyfrekvenciás jeleket. A porszívók, kávédaráló, padlókefélék kollektoros motorjai gyakori zavarforrások. Bár a szabványok előírják az ilyen készülékek gyártásuk beépített zavarcsűrését, de azok vagy nem eléggé hatásosak az RH-sávban, vagy pedig lelkiismeretlen javításuk alkalmával (mint úgysis csak gondot okozó alkatrészeket) kiépítik a készülékből a zavarcsűrő elemeket. A kollektoros motorok zavarcsűrésére ad tanácsot a 17.13. ábra.

A fontiekhez hasonló módon zavarhatnak a megszakítóval működő villanycsengők. Ezek zavarcsűrését a



17.13. ábra. Kollektoros elektromotorok zavarcsűrésének megoldása



17.10. ábra. Egyetlen harmonikus-jel kiűzése az adócső anódkörében (a) és az antenna-kimeneten (b)

csillapítása a 40 MHz-nél nagyobb frekvenciákra több mint 40 dB. A szűrő tekercsadatai:

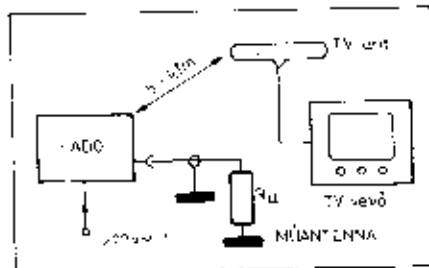
$L_1 - L_2 = 0,23 \mu\text{H}$, 6 menet $\varnothing 2 \text{ CuZ}$,

$L_3 - L_4 = 0,34 \mu\text{H}$, 9 menet, $\varnothing 2 \text{ CuZ}$,

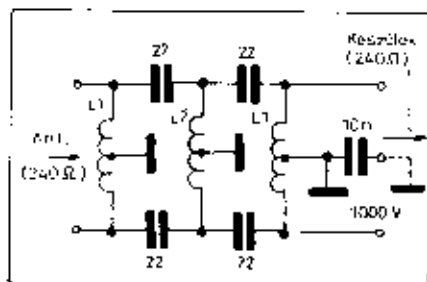
$L_5 = 0,7 \mu\text{H}$, 16,5 menet, $\varnothing 2 \text{ CuZ}$,
(Tekercselési átmérő: 14 mm)

A kondenzátorok az adó teljesítménytől függően 250...1000 V átütési szilárdságúak legyenek.

Abban az esetben, ha az adóknak csak egyetlen sávban való üzeme alkalmazásával jelentkezik zavar a TV-készülék képernyőjén, akkor egy diszkrét frekvenciára lehangolt rezgőkörrel is lehet védekezni az egyetlen harmonikus sugárzása ellen. A 17.10. ábra szerint egy soros rezgőkört a kérdéses harmonikus frekvenciájára hangolva megnövelhetjük az adó kimenő szűrőjének harmonikus csillapítását. A 25...100 pF-os kondenzátorral olyan tekercset kell párhuzamosan (vagy sorba) kapcsolni, amellyel kiadódik a csillapítandó harmonikus frekvenciája.



17.11. ábra. Az adó közvetlen zavarosugárzásának ellenőrzése műantennára való kapcsolással



17.7. ábra. Felüláteresztő vevőszűrő TV-készülékek zavarvédelmére

Az OIRT-FM sávba esik a 14 MHz-es adás 5. harmonikusa. Itt zavarással nem nagyon kell számolnunk, mert az 5. harmonikus amplitúdója már eléggé kicsiny és az FM-modulációjú jelátvitelben a billentyűzött vívő, vagy SSB-jel harmonikusa csak nagyon kis mértékű zavart képes okozni.

A 85 MHz-es kommunikációs csatornát, valamint a 87,5...104 MHz-es CCIR-FM sávot mindhárom felső amatőrsáv harmonikusai zavarhatják. Ezek közül a legjelentősebb a 28 MHz-es sáv által keltett zavar lehet, mert itt a harmonikus rendszáma csak 3 és ha a végfokozat ellenütamí, akkor ez a harmonikus jelentős amplitúdóval van jelen a végérősítő fokozatban.

A 100 MHz-nél magasabb sávokban és így a TV III. sávban (176...230 MHz) sem kell tartanunk harmonikus-zavarástól, mert a harmonikusok növekvő rendszáma következtében a zavaró jel teljesítménye egyre kisebb. Előfordulhat a TV III. sávban üzemelő TV-vevőknél is zavarás, de a zavar ilyen esetekben rendszerint a KF-sávban keletkezik, vagy keresztmodulációs típusú (az elégtelen bemeneti szelleció következtében). Esetleg előfordulhat a TV-vevőkben AFL-típusú zavar is. Különösen a bipoláris tranzisztorokkal felépített fokozatokban keletkezik keresztmodulációs és AFL-típusú zavarás, mert ezen tranzisztorok már kis jelszintekkel könnyen túlvázorolhatók. Kevésbé zavarvesztőlyesek a csöves és FET-tranzisztoros fokozatok, a volt nagyságú kivezérlési tartományuk révén.

TV-készülékeknél az antenna felől érkező alulfrekvenciás zavarójelek kivédésére felüláteresztő szűrőket al-

kalmazhatunk. A felüláteresztő szűrők a 40...45 MHz-nél magasabb frekvenciájú TV-jeleket átértesztik, míg az ezen határ alatt levő amatőr frekvenciákra a szűrők jelentős csillapítást adnak.

Egy, a TV-vevők bemenete és az antenna közé kapcsolható, úgynevezett vevőszűrőt mutat a 17.7. ábra. A szimmetrikus felépítésű felüláteresztő szűrő a 240...300 ohmos szalagtápvonalba iktatható, közvetlenül a készülék bemenete előtt. A szűrő határfrekvenciája kb. 40 MHz és 30...50 dB csillapítást ad a 45 MHz-nél alacsonyabb frekvenciákra. A szűrőben alkalmazott tekercsek adatai:

$L_1 = 2 \times 20$ menet $\varnothing 0,35$ CuZ,

$L_2 = 2 \times 11$ menet $\varnothing 0,35$ CuZ,

$L_3 = 2 \times 20$ menet $\varnothing 0,35$ CuZ,

$\varnothing 3,5$ mm, menet menet mellé

$\varnothing 3,5$ mm, menet menet mellé

$\varnothing 3,5$ mm, menet menet mellé

Kedvezőbb hatás érhető el, ha a szűrő földelését (földdobozát) egy 10 nF/1000 V-os kondenzátorral összekötjük a csatornaváltó kábeljével.

Egy szintén 40 MHz határfrekvenciájú vevőszűrőt mutat a 17.8. ábra. Ez a szűrő HA 5 BI, HA 5 DU, HA 5 FH ismertetése szerint 100 dB csillapítást ad a 40 MHz-nél alacsonyabb frekvenciákra.

A szűrő tekercseinek adatai:

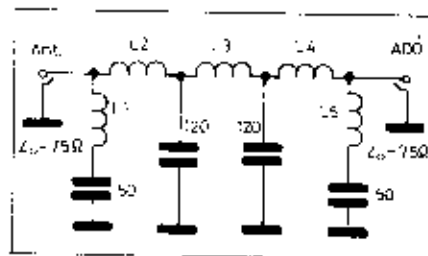
$L_1 - L_2 = 40$ menet,

$L_2 - L_3 = 20$ menet,

$L_3 = 2 \times 9$ menet.

A tekercsek 4 mm átmérőjű műanyag tekercstestekre készítenők 0,4 mm-es CuZ huzalból, menet menet mellé tekercselve.

A felüláteresztő szűrők nem védnek az amatőr adó alulfrekvenciás zavarása ellen akkor, ha a TV-készülékbe nem az antennabemeneten keresztül érkezik a zavaró jel. Ha a TV-vevő belső szerelvényei vannak fel a rövidhullámú vagy URH zavaró jelet, akkor csak az ezen frekvenciára érzékeny fokozat aránykölésével, vagy esetleg egyes elektródák hidegítésével lehet védekezni. Szerencsére az ilyen típusú zavartatás előfordulása aránylag ritka



17.9. ábra. Az adó és az antenna közé kapcsolható „adószűrő” 75 ohmos hullámellenállással

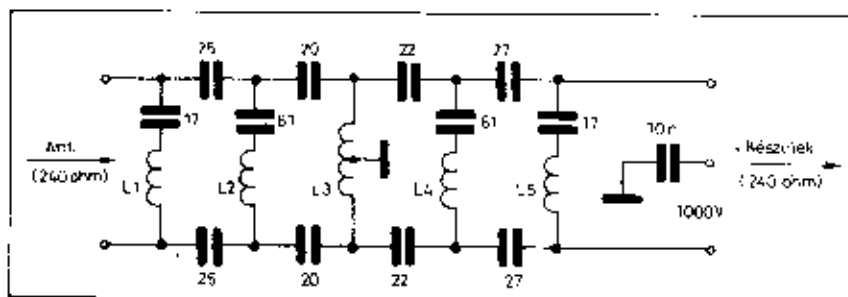
a modern TV-vevők egyre javuló aránykölésük következtében.

Amatőr adók harmonikus-szűrése

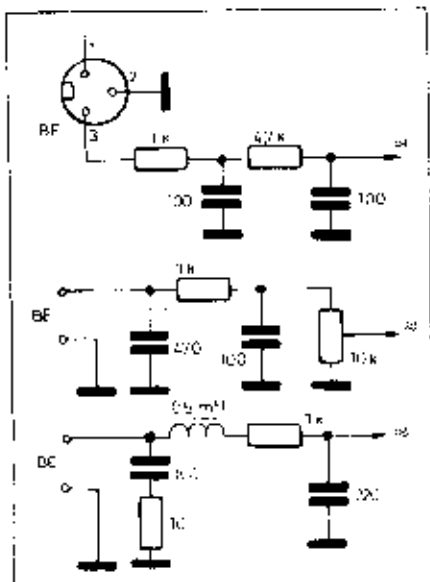
Az amatőr adóknak ideális esetben egyáltalán nem szabad harmonikus jeleket kisugározniuk. A valóságos adók azonban többé-kevésbé megengednek a harmonikus frekvenciákon. Általában azt mondhatjuk, hogy 1 μ W kisugárzott harmonikus teljesítmény még semmilyen zavart nem okoz egy közvetlen szomszédos TV-készülékben. 1 mW-os zavarteljesítmény még jónak mondható, de már láthatik a közvetlen szomszédos készülékeken. Az 1 mW harmonikus-szint egy 100 W_{per} teljesítményű adó esetében nagyon jónak mondható és megfelel 50 dB-es harmonikus csillapításnak a névleges vívőre vonatkoztatva. A hangfrekvenciás technika meghatározásával átléve az 50 dB-es harmonikus-szint 0,3% torzítással egyenértékű.

A B- vagy C-osztályú végérősítő anódján, illetve kollektorán a harmonikus komponensek teljesítményaránya a vívőhullámra vonatkoztatva: kb. 30% (-5 dB) a második, és kb. 15% (-8 dB) a harmadik harmonikus esetén. Gyakorlatilag tehát azt mondhatjuk, hogy az adó kimenetén mérhető 2. és 3. harmonikus csillapítást teljesen a kimeneti szűrő határozza meg, mert a végérősítő fokozat csak minimális csillapítást ad a harmonikus frekvenciákra.

A gyakran használt Collins-szűrő (pi-tag) harmonikus csillapítása a második harmonikus frekvenciáján 30...40 dB, attól függően, hogy milyen értékű terheltségi tényezőre van méretezve. Az egyszerű tank-kör csillapítása ennél kevesebb és ott is a terheltségi tényező függvénye a csillapítás. A nagyobb teljesítményű adók esetén a Collins-szűrő 30...40 dB-es csillapítása nem elegendő a harmonikusoknak kellően kis értékre való csökkentéséhez. A zavarások megszüntetésére jól alkalmazhatók az adó kimenete és az antenna közé iktatott aluláteresztő szűrők, amelyek az adó 30 MHz alatti jelet átengedik, a 30 MHz feletti URH-tartományban pedig jelentős csillapítást adnak a harmonikusokra. Egy ilyen szűrő kapcsolási rajza mutatja a 17.9. ábra. A szűrő levágási frekvenciája 38...40 MHz és



17.8. ábra. Felüláteresztő vevőszűrő TV-készülékekhez, 40 dB-es csillapítással a rövidhullámok tartományában



17.3. ábra. Hangerősítő bemeneti áramkörök különböző védelme nagyfrekvenciás zavaró jelekkel szemben

hangfrekvenciás tulajdonságait nem befolyásolják. A hővezető kondenzátorok szükségesek lehetnek a bemenettől távolabb elhelyezkedő fokozatoknál is, esetleg a végerősítő fokozatban. Nem szabad megfeledkeznünk a stabilizált tápegységekről sem, mert azoknál is előfordulhat jelszint-ingadozás a zavaró nagyfrekvenciás tér hatására.

A nagyfrekvenciás jeleknek a készülékbe való bejutása történhet a hálózati csatlakozón keresztül is. A készülékben belüli hálózati vezeték a kívülről felvett nagyfrekvenciás jelet ráengázhatja az érzékeny fokozatokra. Az ilyen módon keletkező zavarok ellen jó védelmet nyújt a hálózati vezetéknek kondenzátorokkal való földelése a készülék fémvázához, vagy

esetleg zavarcsűrő fojtótokercsek alkalmazása a 17.4. ábra szerint. A 17.5. ábra zavarcsűrő elemeket szemléltet.

A harmonikus zavarás

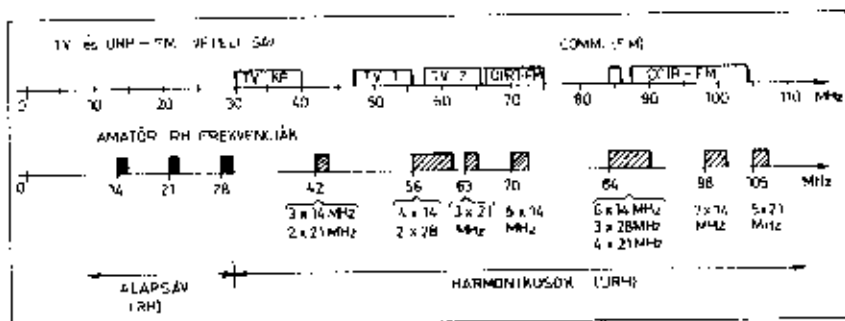
A televízió elterjedésével potenciális ellensége született a rádióamatőrizmusnak. A TV-vevőkészülékek nagyfokú érzékenysége és relatív nagy vételi sávzöldessége szinte kivédhetetlen-

A TV-vevők zavaróként a felső sávokban dolgozó amatőr adók jönnek szóba. A 14–21–28 MHz-es adások harmonikusai a 17.6. ábrán látható helyeken jelentkeznek. Különösen a TV I. sávban fordulhat elő zavarás, mert itt a harmonikusok még alacsony rendszámúak és így nagy amplitúdóval vannak jelen a végerősítő fokozatban.

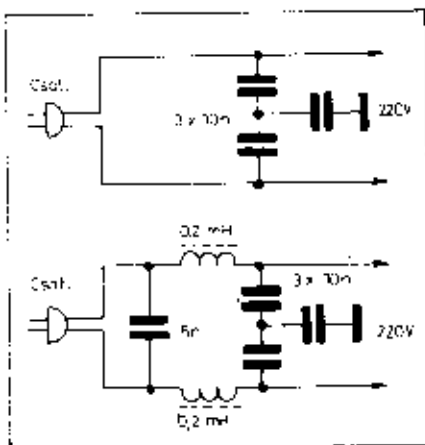
A 14 MHz-es sáv 2. és 3. harmonikusai, a 21 MHz-es sáv 2. harmonikusai, valamint a 28 MHz-es sáv alapfrekvenciája nagyon közel kerül a TV



17.5. ábra. Hálózati zavarcsűrő kondenzátor és fojtótokercs a zavaró nagyfrekvenciás jelek kizárására



17.6. ábra. Az amatőr adók harmonikus frekvenciáinak helyzete a TV I. sávhoz, valamint az FM műsorszóró sávokhoz viszonyítva



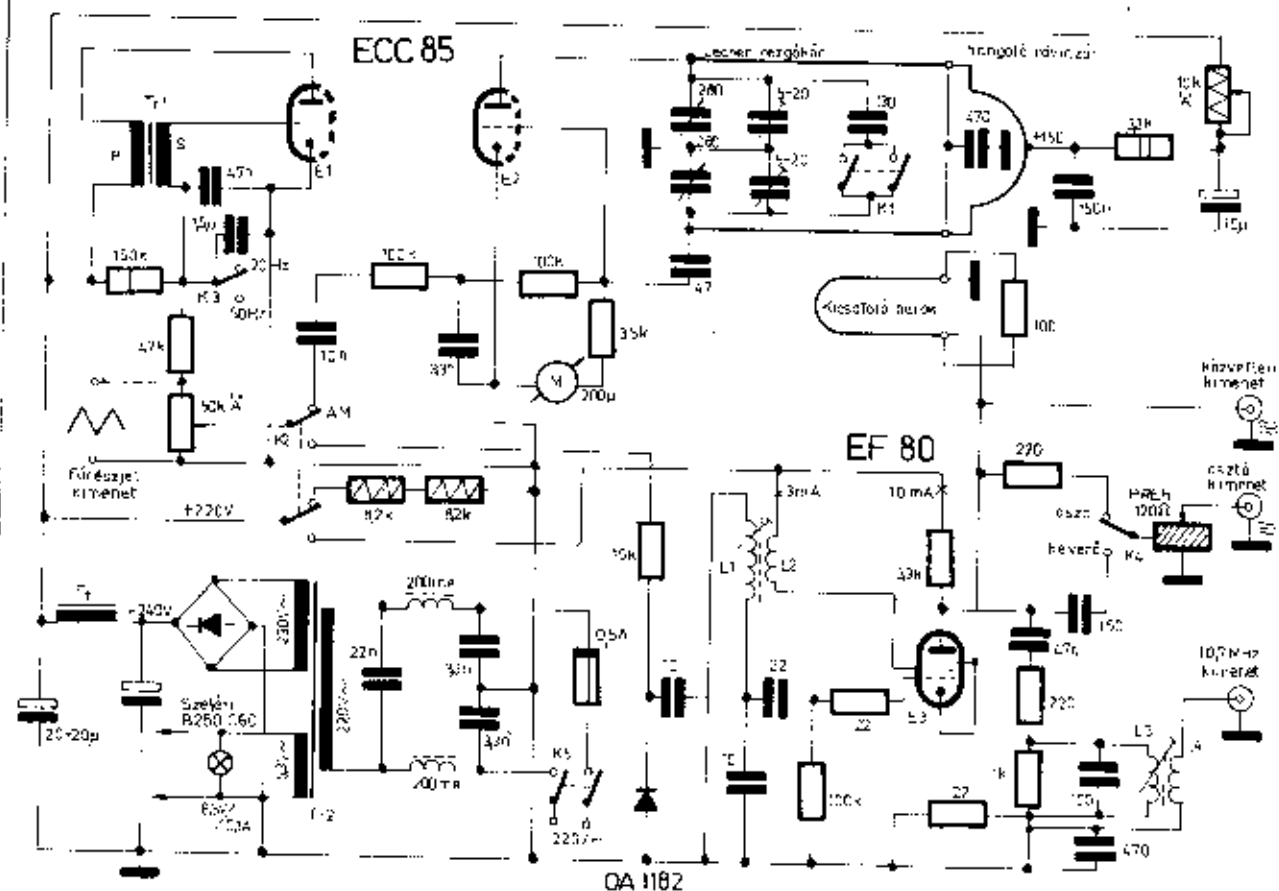
17.4. ábra. Zavarcsűrő kondenzátor és zavarcsűrő fojtótokercs alkalmazása a hálózati vezetékben

né teszi az amatőr adók által a TV-vételben okozott zavarokat. A TV-csatornák a rövidhullámú amatőr sávok felett helyezkednek el és ezáltal a rövidhullámú amatőr sávok harmonikusai jelentős mértékű zavarás előidézésére képesek. Csatlakozik ehhez még az, hogy a TV-vevők meglehetősen rossz távolzselaktívítási és tilkörfrekvenciás csillapítással rendelkeznek, és így az amatőr adó harmonikusfrekvenciái nemcsak a vett TV-csatornán keresztül, hanem egyéb frekvenciákon is bekerülhetnek a vevőkészülékbe.

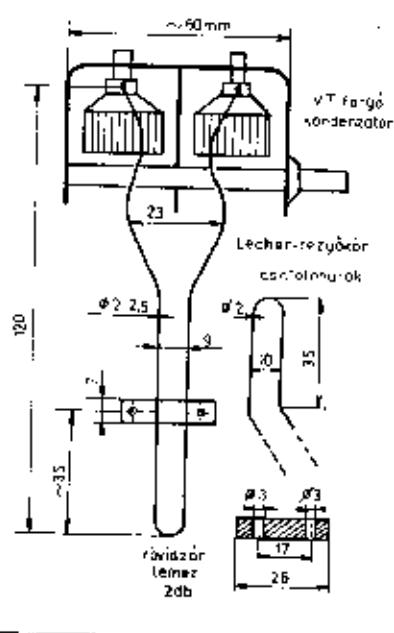
vevők 31...40 MHz közötti KF-sávjához (kerékftvc). Ezek a jelek a gyenge bemeneti szelvények révén az antena felől, vagy az árnyékolatlan KF-szerelvényeken keresztül juthatnak be a készülékbe.

A TV I. csatornát (Budapest, Nagykanizsa) a 14 MHz-es adás 4. és a 28 MHz-es adás 2. harmonikusai veszélyeztetik, mert a harmonikusok éppen a csatorna felső széléhez közel találhatók a hang-oldalon.

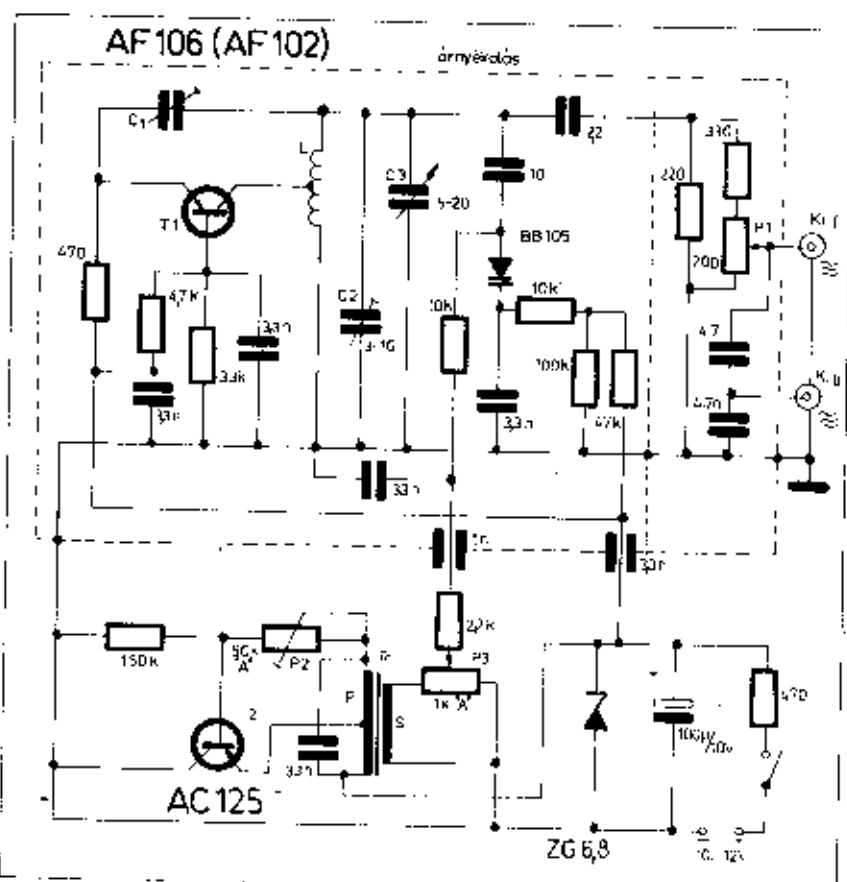
A TV 2. csatornát (Pécs, Bratislava) a 21 MHz-es adás 3. harmonikusai éppen „felébe találja”.



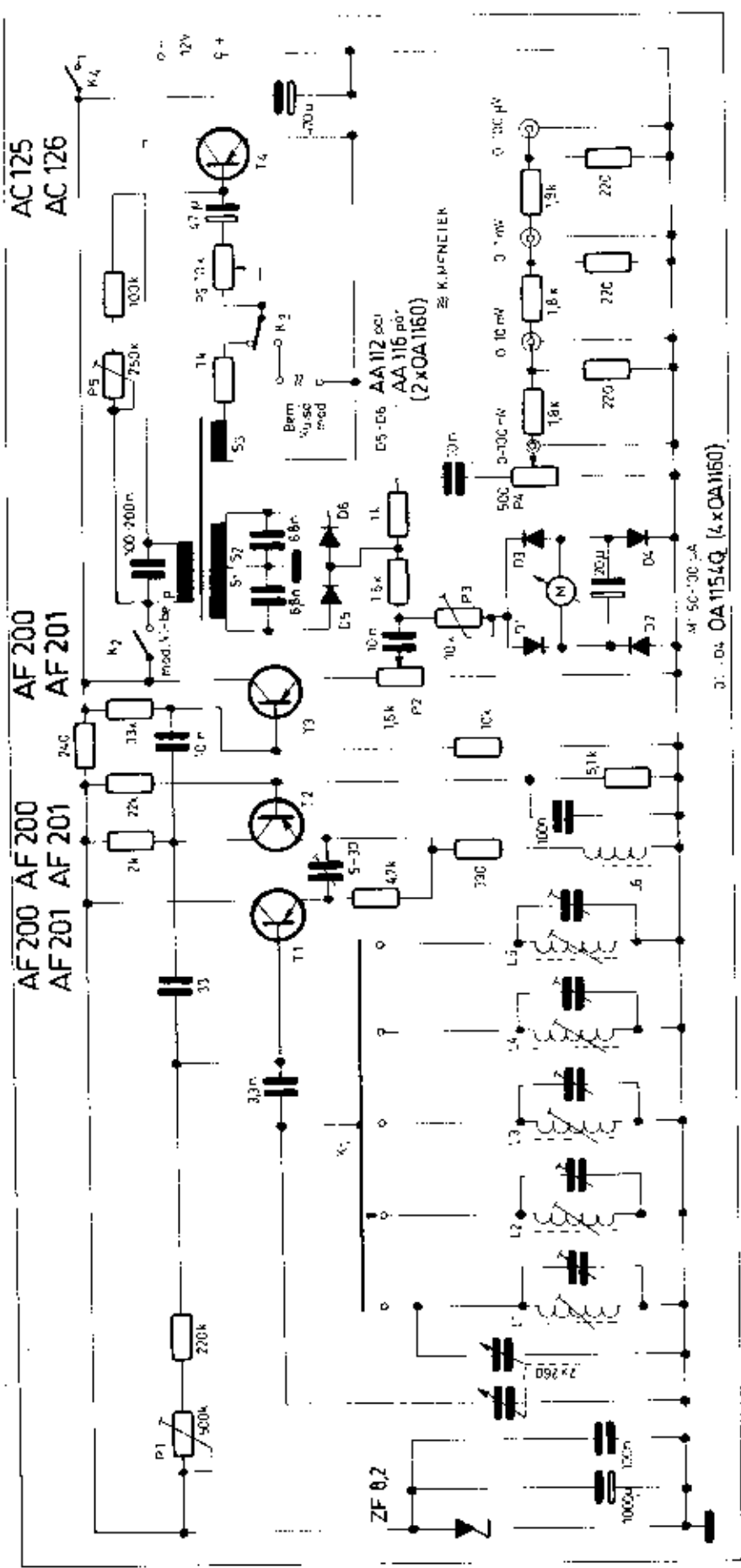
18.42. ábra. Elektroncsöves AM-FM hangoló oszcillátor kapcsolási vázlata



18.43. ábra. Az AM-FM URH-hangoló oszcillátor Lecher-vezetékének műhelyrajza



18.44. ábra. Transzistoros URH-FM hangoló oszcillátor kapcsolási vázlata



18.41. ábra. Dióda-modulátoros tranzisztoros oszcillátor generátor kapcsolási rajza

a frekvenciatartományban működnek az OIRT URH-ak. Az egyszerűség ára a szűkebb körű alkalmazhatóság. A T₁ tranzisztor forgókondenzátorral hangolt és varicapdiódaival modulált nagyfrekvenciás oszcillátor. A kimenő feszültséget laza illesztéssel közvetlenül a rezgőkörből csatoljuk ki és a 200 ohmos potenciométerrel szabályozzuk. A II. jelű kimeneten 60 dB-nél kisebb szint a kapacitív osztás következtében, mint az I-esen.

A moduláló 800 Hz-es feszültséget a T₂ tranzisztor állítja elő. A készülék 6,8 V-os tápfeszültséget a 12 V-os telepfeszültségből Z-dióda stabilizálja. Az FM-moduláció hangolása közbeni változása nem számottevő a nagyon kis sávátfogás miatt. Az J₁ hangolótokeres 35 pF maximális hangoló kapacitás mellett 0,17 μH. Menetszáma 0,8-as osztószórt huzalból 4-5, légmagos kivitelben. Hangolása a menetek távolságának változtatásával történik. Leágazás: az összemetszám 50-70%-ánál. A BR 105 varicapdióda kb. 4,5 V nyugalmi zárófeszültséget kap, mely munkapontban a kapacitása 8-9 pF. A soros 10 pF miatt 1 pF a dióda kapacitás-változás 0,3-0,4 pF-ként jelentkezik a rezgőkörben. Az oszcillátor jól rezgő üzemi állapotát a C₁ kondenzátorral lehet beállítani.

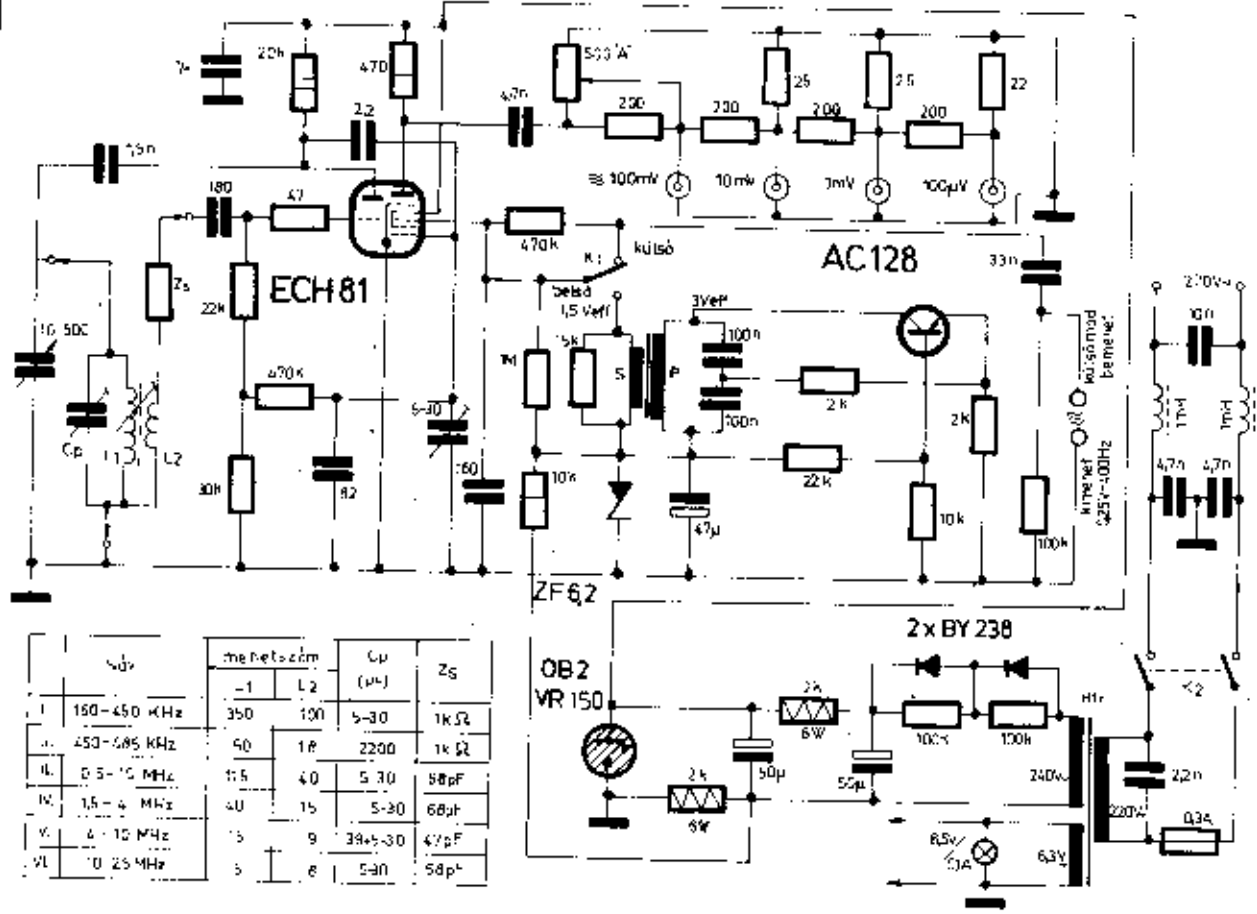
A hangfrekvenciás transzformátor primer tekercsét a 33 nF 800 Hz-re hangolja le, induktivitásának értéke 1,2 H. (Ferrit rezgőkör is lehet). Leágazás az összemetszám felénél. A szekunder (S) tekercs menetszáma a P tekercs menetszámának 5-8%-a. Az URH hangoló oszcillátor elkészítésénél a rajzon megadott részeket árnyékoltnak kell szerelni.

A 18.6. szakaszban áttekintést nyújtottunk az amatőr gyakorlatban használatos nagyfrekvenciás jelforrásokról. Használatuk során - különösen a GDO-nál - törekedjünk arra, hogy a lehető legrázább csatolással, legkisebb jelzinten végezzük a méréseket, mert ekkor lehet elhúzásmentesen, élesen hangolni a különféle rezgőköröket. Mindig győződjünk meg arról is, hogy a nagyfrekvenciás jelek azon az úton jutnak be a készülékbe, vizsgált egységbe, ahogy kívánjuk, nem pedig valami más módon (szórással, földelésen át stb.), mert ha ez fennáll, akkor a mérési eredmények hamisak lesznek.

18.7. Oszcilloszkópok

Az elektronsugár (katódsugár-) oszcilloszkóp a híradástechnika legfontosabb mérő és vizsgáló műszere, mert a váltakozó feszültségek vizuális megjelenítésén keresztül lehetővé teszi a jeleltek megfigyelését, a jelamplitúdók pontos megmérést és összetett jelek analitikai vizsgálatát.

Az oszcilloszkóp legfontosabb része az elektronsugárcső, mely a jeleltek ábrázolására szolgál. Működésének alapja a katódból emittált, fókuszolt és gyorsított, a fluoreszcens anyaggal



18.40. ábra. Hibrid felépítésű hangoló oszcillátor kapcsolási vázlata

közbeni állanlóságának biztosítása. FM-ben csak rezgő oszcillátort lehet modulálni a rezgőkör elemeinek ciklikus változtatásával, de ezek hangolás közben is változnak, ezért ugyanahhoz a moduláló feszültséghez más frekvenciákat tartozik a sáv elején mint a végén.

A 18.42. ábrán látható, két csővel működő AM-FM URH hangoló oszcillátorban az FM-moduláció állanlóságát az biztosítja, hogy egy FM-modulált fix és egy változtatható frekvenciájú oszcillátor jeleit keverjük össze. Az E₁ csőfokozat két sávban: 31-39 MHz-ig és 42-105 MHz-ig hangolható, amplibúdóban modulálható oszcillátor. A rezgőkör 2×280 pF-dal hangolt Lecher-vezetékű áll. Az alsó sávban a K₁ kapcsoló 130 pF-ot rákapcsol a rezgőkörre, lecsökkentve ezzel a sávátfogást is, amit célul tűztünk ki, mert az a frekvencia-tartomány a TV-vevőkészülékek középfrekvenciáját foglalja magába. A Lecher-vezeték műhelyrajzát a 18.43. ábrán adjuk meg. 2×280 pF-os kondenzátort a VT 2×480 pF-os kondenzátorból készíthetünk oly módon, hogy a forgórészek 14-14 lemezét szimmetrikusan 8-8-ra csökkentjük.

A rezgőkör oszcillációs állapotát a 10 kilohomos anódköri potenciométerrel lehet korrigálni a 200 mikrosamporos műszerrel mért árammérés alapján.

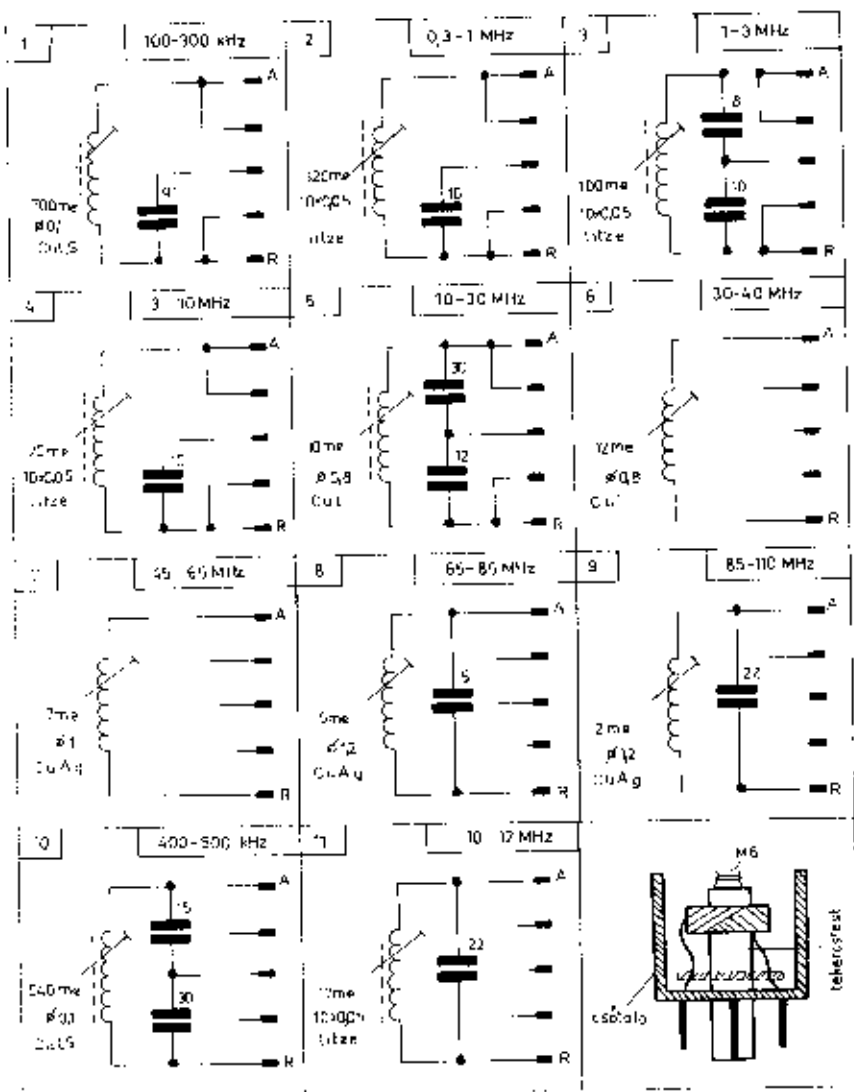
Az E₁ csőfokozat blocking-oszcillátorként 20 Hz-es vagy 500 Hz-es fűrészfeszültséget állít elő, ami az előlapra is kivezetésre kerül. 20 Hz-cel vobbulációs vizsgálatokhoz, 500 Hz-cel pedig hangolási óciókra modulálunk. Az 500 Hz-es AM-modulációt az E₂ rácskörében végezzük.

A K₂ kapcsolóval aktív állapotba lehet hozni az E₂ csővel felépített, 32 MHz-os rezgő FM-modulálható oszcillátort, ami egyben additív keverőfokozat is. A két oszcillátor jeleinek különbsége vagy összege 100 kHz-től 137 MHz-ig terjedő tartományban biztosít FM-modulált jeleket. A keverés úgy jön létre, hogy az EF 80 katódkörébe sorosan beadjuk a hangolható oszcillátor kicsatoló hurokján megjelenő feszültséget. Az E₂ anódkörét úgy alakítjuk ki, hogy 10,7 MHz környékén nagyobb jelzintet kapjunk vobbulátoros KF-hangolási óciókra. A diódás modulátorral létrehozott frekvenciákat mértéke 0,250 kHz-ig szabályozható. Ha az E₂ nem

működik, anódkörét ellenállások (2×8,2 kohm) veszik fel, hogy az URH-oszcillátor anódfeszültsége emiatt ne változzék. A bemenetű oszcillátor három különböző nagyfrekvenciás kimenettel rendelkezik, melyek működése a rajz alapján értelmezhető.

A blocking-transzformátor 3-4 cm² magkeresztmetszetű vasmagon készíthető el. A primer (P) tekercs 2500 menet ∅ 0,12 mm-es, a szekunder (S) pedig 500 menet ∅ 0,25-ös CuL huzalból. A 32 MHz-os rezgőkör adatai 10×20 mm-es porvasmágos tekercsre: L₁: 6 menet ∅ 0,8-as CuL és L₂: 6 menet ∅ 0,2 CuLS huzalból, az L₁ menetei közé tekercselve. A 10,7 MHz-es kicsatoló körben az L₁ 10 menet ∅ 0,6 CuL és az L₂ 4 menet ∅ 0,2 CuLS huzalból, egymásra tekercselve. Hangolás 8×20 mm-es porvasmaggal. A hálózati transzformátor anódkeretének terhelése 25-30 mA, mely adat alapján a méretezés elvégezhető.

Az előző készüléknél lényegesen egyszerűbb a 18.44. ábrán látható, mindössze két tranzisztorral működő, egy sávban (65-75 MHz-ig) hangolható, FM-modulált URH-oszcillátor. Ebben



18.39. ábra. A kombinált GDO tekercskészlete

használjuk az AM-modulációhoz, illetve kivéteve gyors hangfrekvenciás vizsgálathoz.

A hangoló oszcillátor harmadik egysége a heptóda csőből áll, modulátor fokozatként is működő leválasztó erősítő. Érdekesége a heptóda kapcsolásának, hogy vezérlőrácsán az oszcillátor nagyfrekvenciás jelei mellett megkapja a trióda rácskörében keletkező negatív feszültség arányos részét is. Mivel a heptóda változó meredekségű szabályozócső, ezzel a megoldással stabilizálni lehet a kimenő feszültséget, mert ha az oszcillációs amplitúdó az átlagértékhez képest megnő (lecsökken), ez a leválasztó fokozat erősítést csökkenti (növeli) úgy, hogy az anódkörből nyerhető kimenő feszültség amplitúdója nagyjából (± 2 dB-en belül) állandó marad. A maximális 100 mV-os feszültséget a heptóda rácskörében található trimmer-kondenzátorral lehet beállítani. Modulációnál a heptóda harmadik rácsára negatív előfeszültséget is kell adni a torzítás csökkentése érdekében, e célra

a tranzistor $-6V$ -os stabilizált tápfeszültséget használjuk. A kimenő szintet az 600 ohmos lineáris potenciométer szabályozza. 100 mV-nál kisebb feszültségeket a kis ohmos osztólánerről vehetünk le.

A hálózati transzformátor anódtekerésének terhelése 35–40 mA. A hangfrekvenciás transzformátor M 30×10 mm-es vasmagon készíthető el. A kollektorköri tekercs 2000 menet $\varnothing 0,1$ mm-es, a csatolótekercs 1000 menet $\varnothing 0,15$ -ös CuL huzalból.

Tranzisztorokkal működő szignálgenerátorra példát a 18.41. ábrán mutatunk be. A négytranzisztoros egyszerű készülék több előnyös tulajdonsággal rendelkezik. A T_1 - T_2 tranzisztorokból álló oszcillátor (a zérus fiziológus erősítő alkalmazása következtében) leágazás és csatolótekercs nélküli rezgőkörökkel öt sávban működik 150 kHz-től 22 MHz-ig. Hangolásra kettős forgókondenzátort használunk, melynek mindkét szektora csak a legalsó frekvenciasávban működik.

Az oszcillátor tápfeszültségét Z-dióda (ZF 8,2) állandósítja.

Az oszcillátor elválasztására emitterkövető fokozatot (T_3) alkalmazunk, melyhez nagyfrekvenciás feszültségmérő és dióda-modulátoros, R-tagokból álló osztólánc csatlakozik. A diódás modulátort belső szinuszoszcillátor (T_4) működteti, amit át lehet kapcsolni erősítőnek is külső moduláció esetén.

Az oszcillátor munkapontját általában a P_1 potenciométerrel, a legfelső sávban pedig a T_1 emitterében található trimmer-kondenzátorral kell be szabályozni. Az oszcillációs feszültségnek minden sávban nagyobbak kell lennie 1V-nál, mert a P_1 potenciométerrel mindig 1 V feszültséget kell beállítani a modulátor helyes működése érdekében. A feszültségmérőt is úgy kell beállítani a P_1 potenciométerrel, hogy az 1 V-os értéket jól lehesse indikálni. A kimenő feszültséget szabályozó P_2 -es kis ohmos potenciométerre kb. 100 mV nagyfrekvenciás feszültség jut. Ezeket a szinteket azért kell tartani, mert a modulációs mélység nemcsak a moduláló, hanem a vivőfrekvenciás feszültség amplitúdójától is függ.

A kétdiódás modulátort 70–75% modulációs mélységgel lehet jól jelalak-kal használni. A modulációs mélységet az oszcillációs IIF-amplitúdó szabályozásán keresztül (P_3) lehet változtatni. A modulátor-transzformátor M 42-es, 1 cm vastag lemezesmagon készíthető el. A P tekercs 4000 menet, az S_1 - S_2 2×400 menet, az S_3 800 menet $\varnothing 0,1 - 0,12$ mm-es CuL huzalból. Az S_1 - S_3 bifiláris megoldásban készül. Ha a P tekercsen 2,5–3 V az oszcillált hangfrekvenciás feszültség, akkor a modulációs mélység 60–70%.

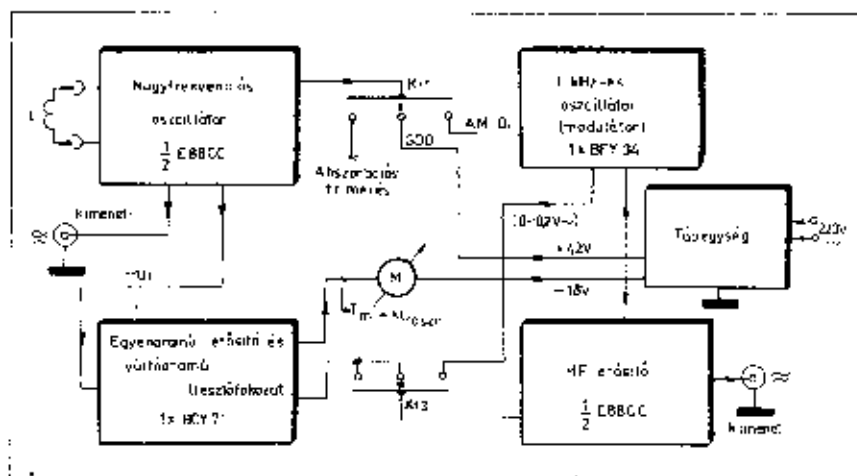
Sáv felosztás és tekercsadatok:

I.	150–400 kHz	$L_1 = 2,1$ mH
II.	350–1000 kHz	$L_1 = 765$ μ H
III.	1–3,2 MHz	$L_1 = 94$ μ H
IV.	3–9 MHz	$L_1 = 10,4$ μ H
V.	9–22 MHz	$L_1 = 1,1$ μ H

Az L₁ - L₂ tekercsekkel 5–20 μ F között állítható trimmer-kondenzátorokat kell párhuzamosan kapcsolni. Az L₂ tekercset kicserélileg kell megválasztani úgy, hogy az oszcillátor 22 MHz-en is biztosan rezgjen. Irányadat: 30–60 menet $\varnothing 0,1$ -es huzalból 22–33 kohmos ellenálláshoz tekercselve. Ugyanígy komponáló tekercset lehet beiktatni csatló a T_1 kollektorkörébe is.

Az ismertetett tranzisztoros szignálgenerátor melegtérmeleése minimális, ezért teljesen zárt fűdődobozba lehet beépíteni a méréseket zavaró kisugárzás megakadályozására. Az áramfelvétel 12 V tápfeszültség mellett kevesebb 20 mA-nál.

Az URH-sávban működő műsorvívó rádiókészülékek hangoláshoz, vizsgálathoz 80–100 MHz között működő, FM-modulációval ellátott generátorok, oszcillátorok szükségesek. Az ilyen típusú műszerek legnagyobb nehézsége az FM-moduláció hangolási



18.37. ábra. Kombinált GDO támbódzlat

lációjának megfigyelésére. Ebben az üzemmódban az E₁ rúcsvezető ellenállását átkapcsolással megváltoztatjuk a Mohmra, hogy az egyenirányítás ne leállítsa nagyon a rezgőköröket.

A bemutatott készülék 9 tekercsel, 100 kHz-től 110 MHz-ig működik. Érdekes még a két különálló közp-frekvenciás sáv is, melyek jelentősen

nyújtottak (400–500 kHz és 10–12 MHz). A tekercsek adatait a 18.39. ábrán adjuk meg.

A P₁ potenciométer nagyfrekvenciás szintszabályozó, a P₂ az érzékenységszabályozó, a P₃ pedig 1 kHz-en az 1,5 V-os kimenetszint beállítására szolgál. Az üzemmódokkapcsoló 3 állású, 3 áramkörös miniatűr forgókapcsoló.

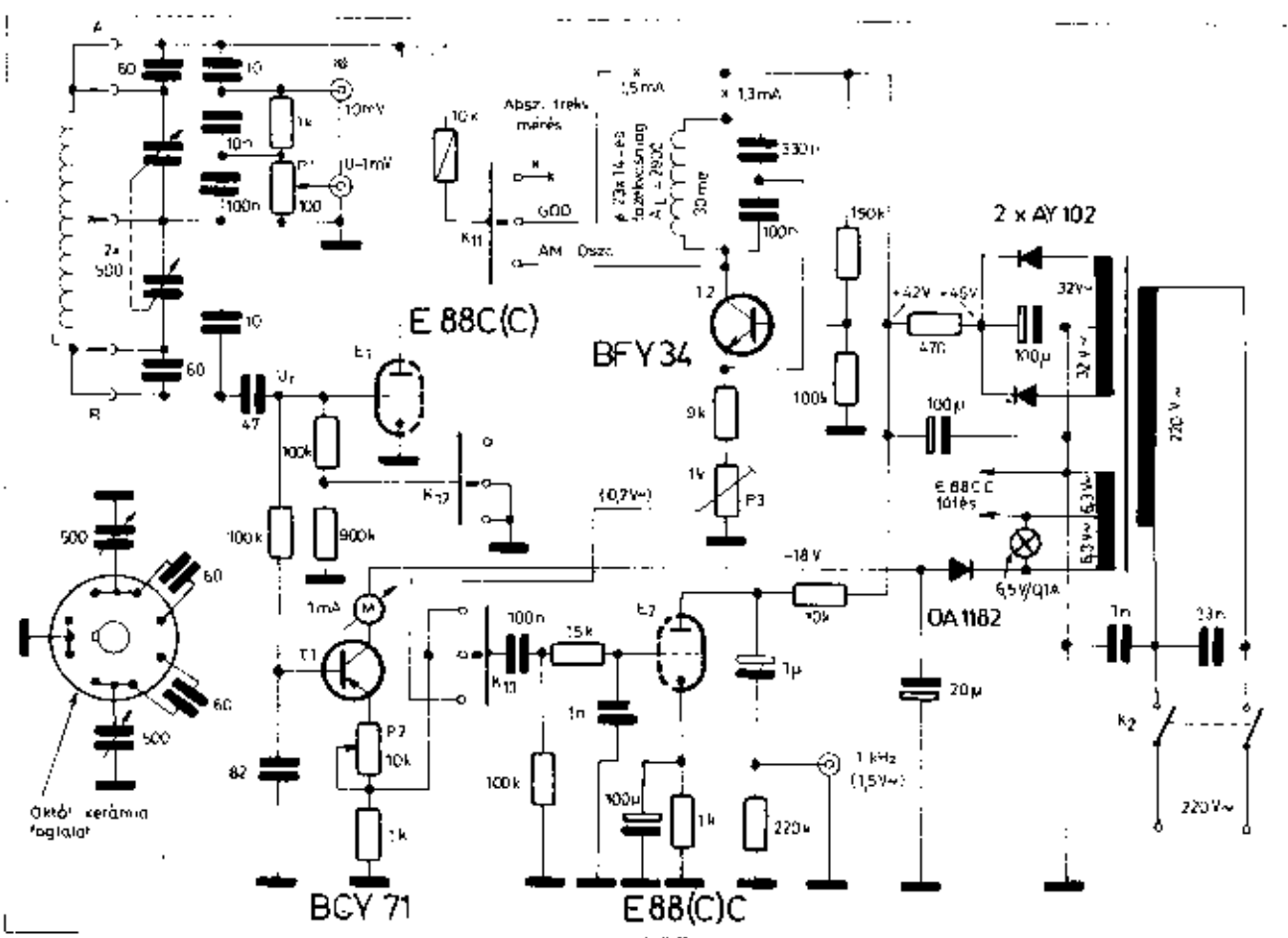
A készülék mechanikai rajzi a Rádió-technika 1974/4. számában megtalálhatók (187. old.).

A 120 × 208 × 75 mm méretű fémdoboz magában foglalja az egyszerű felépítésű tápegységet is. A hálózati transzformátor adatai M 55 formátumú 20 mm vastag lemezesorompóra: Primer: 220 V 2970 menet Ø 0,14 CuL Szekunder: 2 × 32 V: 2 × 440 menet Ø 0,14 CuL

2 × 6,3 V: 2 × 93 menet Ø 0,45 mm-es CuL huzalból.

A nagyfrekvenciás mérésekhez olyan jelforrások is szükségesek, melyeknél nemcsak a frekvencia, hanem az amplitúdó ismeretére, hitelességére is szükség van. Ezeket a műszereket novozúik szignálgenerátoroknak, egyszerűbb kivitelben hangoló oszcillátoroknak.

A 18.40. ábrán is sávban 150 kHz-től 25 MHz-ig működő, hibrid felépítésű hangoló oszcillátor kapcsolási vázlatát mutatjuk be. Az egy esővel (ECIF 81), egy tranzistorral (AC 128) és két feszültségstabilizáló elemmel (OB 2 és ZF 6,2) működő készülék három lényeges fokozatból áll. A trióda esőfél stabilizált anódfeszültségről táplált, anódkörben hangolt, induktív visszacsatolású, független és stabil oszcillátor. A tranzistor hangfrekvenciás oszcillátor, melynek 400 Hz-es feszültségét



18.38. ábra. Hibrid felépítésű kombinált GDO kapcsolási vázlat

Frekvenciásáv (MHz)	L (μ H)	Menetszám
1,6-8,4	220	314 menet \varnothing 0,15 CuLS
2,7-9	70	126 menet \varnothing 0,15 CuLS
5-10	22	58 menet \varnothing 0,25 CuLS
10-20	7	38 menet \varnothing 0,5 CuL
20-40	1,6	16 menet \varnothing 1 CuL
35-80	0,4	8 menet \varnothing 1 CuL
70-160	0,1	1 menet \varnothing 2,5 CuAg

Az Ft fojtótekeres 150 menet \varnothing 0,16 mm-es CuLS huzalból, az utolsó sáv tekerése pedig egy alnyújtott hurok (kb. 5-6 cm), amit hosszváltoztatással lehet hangolni. A C_1 kondenzátor sávonként megválasztott fix kondenzátor (3,3...10 pF) is lehet.

Hipoláris tranzisztorok GDO-ban való alkalmazására példa a 18.35. ábrán látható készülék, melynek frekvenciatarományja 7 sávban 9 MHz-től 210 MHz-ig terjed. A készülék lényegében véve két részből áll. A T_1 tranzisztor Z-diódás tápfeszültség-stabilizátorral ellátott, 50 pF-os forgókondenzátorral hangolt Colpitts-oscillátor, melynek a jól rezgő állapot-hoz tartozó munkapontját a báziskörben elhelyezett potenciométerrel lehet

beállítani. A rezgési állapot indikálására és passzív frekvenciamérésére diódás egyenirányítót (AA 113) és két-fokozatú egyenáramú erősítővel (T_2 - T_3) meghajtott 100 mikroampéres alapműszerrel használunk. Az alapműszer túltérhelés elleni védelmét a párhuzamosan kapcsolt dióda (1N914) biztosítja. A kitérés érzékenysége az 1 Mohmos potenciométerrel folyamatosan változtatható. Passzív frekvenciamérésénél csak a báziskört kapcsoljuk ki, mert így a tranzisztorok kapacitások kevésbé változtatják meg a skálázott frekvenciaértéket.

A bemutatott készülék sávfelezése és tekeresadatlai 20 mm átmérőjű testre:

Frekvenciásáv (MHz)	C_1 (pF)	C_2 (pF)	L (μ H)	Menetszám CuL huzalból
9-12	66	22	4,6	15 menet \varnothing 0,25
12-17,5	27	15	2,7	16 menet \varnothing 0,24
17,5-25	22	10	1,4	11 menet \varnothing 0,06
25-35	22	15	0,83	6 menet \varnothing 0,8
35-62	10	6	0,36	3,5 menet \varnothing 0,8
62-128	5	3	0,12	2 menet \varnothing 1
122-210	1-5	-	0,06	1 menet \varnothing 2

A 122-210 MHz-es sáv induktivitása 8 mm száltávolságú 25-35 mm hosszú dróthurok, amit hosszváltoztatással (forrasztással) lehet hangolni.

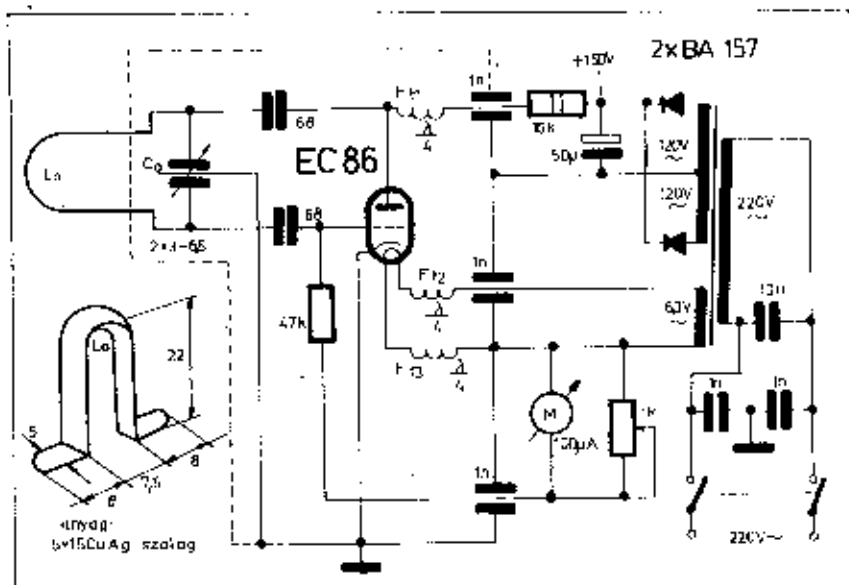
A 70 cm-es amatőrsávban dolgozni szándékozóknek ajánlható a 18.36. ábrán látható egyrészű „valódi” GDO, melynek alkalmazásával 400-tól 450 MHz-ig lehet nagyfrekvenciás méréseket végezni. A rezgőkör induktivitása egy lemez hurok, amit a forgókondenzátorhoz kell forrasztani, s melynek műhelyrajzát is megadjuk. A kötéles forgókondenzátor húzilag is elkészíthető speciális darab, melyet mindössze 3-tól 6,5 pF-ig kell hangolni. A csak aktív üzemmódban működik, az UHF-készülékekben szokásos kapcsolásban.

Az ilyen magas frekvencián dolgozó készülékben a hiteltelenség miatt már nem lehet a tekercset dugaszolni, ezért működik csak egyetlen, de fix sávon. Az elektroncsővel erőteljesebb oszcillációt lehet biztosítani, mint félvezetővel, és kevésbé kényes a beállítási

tágra. Az oszcillációt récsárammérés-sel indikáljuk. A récsáram értéke 0,5 mA-t is elérhet. Az egyszerű készülék hálózati anódpótlóval működik. A cső áramfelvétele kb. 6-8 mA. Az oszcillátorfokozatot árnyékolni kell, amit a rajzon is jelöltünk.

Az amatőrök leleményessége a GDO-k üzemmódja, belső felépítése terén sok olyan megoldást teremtett, melyek a kis készülék egyszerűségének megtartása mellett az alkalmazhatóságot lényegesen bővítik. A 18.37. ábrán tömbvázlatban, a 18.38. ábrán pedig kapcsolási rajzával bemutatott hibrid felépítésű (csővel és tranzisztorral működő) készüléket az aktív és passzív frekvenciamérés mellett AM-modulált nagyfrekvenciás jelként is lehet használni, nemcsak induktív csatolással, hanem kábeles csatlakozással. A hangfrekvenciás oszcillátorban előállított 1 kHz-es moduláló frekvencia is ki van vezetve hangfrekvenciás vizsgálatokra.

Az egy db kettős triódával és két tranzisztorral működő készülékben az E_1 csőfokozat 2×500 pF-os forgókondenzátorral hangolható oszcillátor, melynek a rezgőkörhöz illesztjük kapacitív osztóval a nagyfrekvenciás kimenetet. A T_1 tranzisztor ugyanarról a +42 V-os tápfeszültségről működik, mint az elektroncső a ezért a rajz szerint megoldható az E_1 csőfokozat Fleising-rendszertű anódmodulációja is. Az oszcillátoros récsáramot a T_2 tranzisztor bázisához vezetjük nyitóáramként. A pnp szilíciumtranzisztor a negatív récsáram nyitja, ezért a kollektoráram egyúttal változik a récsárammal. Az E_1 csőfél hangfrekvenciás erősítőként működik. Feladata kettős: az AM-oszcillátor üzemmódban mint leválasztó erősítő 1,5 V hangfrekvenciás kimenőt feszültséget biztosít, vagy pedig fájhallgatót működtethet az abszorpció (passzív) frekvenciamérésénél a vizsgált jel forrás modu-



18.36. ábra. 400-450 MHz-ig működő GDO kapcsolási rajza

R-tagjainak aszimmetrikus változtatásával kell operálni.

A hitelesítések és a beállítások elvégzése után a P_2 potencióméterrel a feszültségátvitelt lehet növelni a kimenő feszültség torzításának egyidejű mérése mellett. A P_2 -t addig kell „rövidíteni” 1 kHz frekvencián, míg a torzítás lecsökken. Jól működő készüléknél a torzítás 0,1% nál kisebb a teljes hangfrekvenciás tartományban, kb. 3–4-szeres feszültségátvitél mellett. Az 5 V-os kimenetet nem szabad 50 kohm-nál kisebb ellenállással terhelni. A 13b-i kimenet tetőzés szerint terhelhető, de ha a terhelés összemérhető vagy kisebb a forrásellenállásnál (az osztó hatása alsó ellenállásának értékénél), akkor a kimenő feszültség mérésével számolni kell. Erős „felülillesztés” esetén a kimenet feszültségforrásként viselkedik, illetve a lineáris P_1 skálájáról a kimenő feszültség beolvasható, mert az oszcillátor feszültségállandósága 10 Hz és 1 MHz között +5% belül állandó.

A nagyfrekvenciás hangoló és vizsgáló oszcillátoroktól elcsúszban hiteles frekvenciájú feszültséget várunk el. A GDO-típusú oszcillátorokkal, mint a 18.5. szakaszban ismertettük, aktív és passzív frekvenciamérést, rezgőkörbemérést és más nagyfrekvenciás méréseket lehet végezni. Míg a korábbi években a GDO-k aktív elemei elektronosó volt, addig az utóbbi években az építésre javasolt műszerek – speciális típusoktól eltekintve – többnyire fűlvezetőkkel a czen belül is egyre inkább FET-transzisztorokkal működnek. A 18.33. ábrán a RIH-munka igényeit kielégítő, 100 kHz-től 50 MHz-ig 2 db FET-tel működő dip-oszcillátor kapcsolási vázlata látható. Az egyik FET a tekercs leigazításához kapcsolt source-elektrodával elektronosóit oszcillátor kapcsolásában működik, a másik pedig egyszerűen erősítő, hogy viszonylag érzéketlen alpműszer (1 mA-es) legyen alkalmazható. A feszültségállóságot 9 V-os szaraz-célom biztosítja.

A nagyfrekvenciás fokozatra vizszoztérve látható, hogy hangolásra 200–100 pF-os hangoló kondenzátort javasolunk. Alacsonyabb frekvencia-tartományban 100 kHz-től 5 MHz-ig a két szektort a tekercs csatlakozója párhuzamosan kapcsolja, 6–50 MHz között csak a 100 pF-os kondenzátor-rész hangol. Bár a FET záróréteg, mégis alkalmazunk egy egyenirányító diódát is (AA 113) a gate-elektroda terhelő áramának csökkentésére. A source elektrodán levő nagyfrekvenciás váltakozó feszültséget, ami a teljes rezgőköri feszültségnek kb. 20%-a, 22 pF-os kondenzátoron keresztül hangolási csökre külön kivezetjük.

Az indikátor-erősítő működése eltérő a megszokottól, mert a műszermutató aktív frekvenciamérésnél előre tér ki, passzív frekvenciamérésnél pedig visszacsúszik. A P_1 potencióméter lecsavart helyzetében a P_2 -vel be kell állítani a mérőműszer mutatóját vég-helyzetbe. Rezgő állapotban is (zárt K_1 -nél), passzív frekvenciamérésnél is

(nyitott K_1 -nél) a P_1 -en negatív egyenfeszültség keletkezik, ezért felcsavarásánál a műszermutató visszacsúszik. Aktív frekvenciamérésnél (energiaátadás-nál) csökken az oszcillációs amplitúdó és vele együtt a negatív feszültség a P_1 -en, ezért tér ki előre a műszer a rezonancia-pontban. Passzív frekvenciamérésnél a P_1 felcsavart helyzetében

mindaddig végkiterésben marad a műszer, míg a rezgőkör energiát nem vesz fel. Energiafelvételnél negatív egyenfeszültség keletkezik, ami a mutató visszacsúszását okozza. Legnagyobb visszacsúszás természetesen a rezonancia-pontban áll elő. A bemutatott készülék sávfilosztása és tekercsadatai 19 mm-es tekercsre az alábbiak:

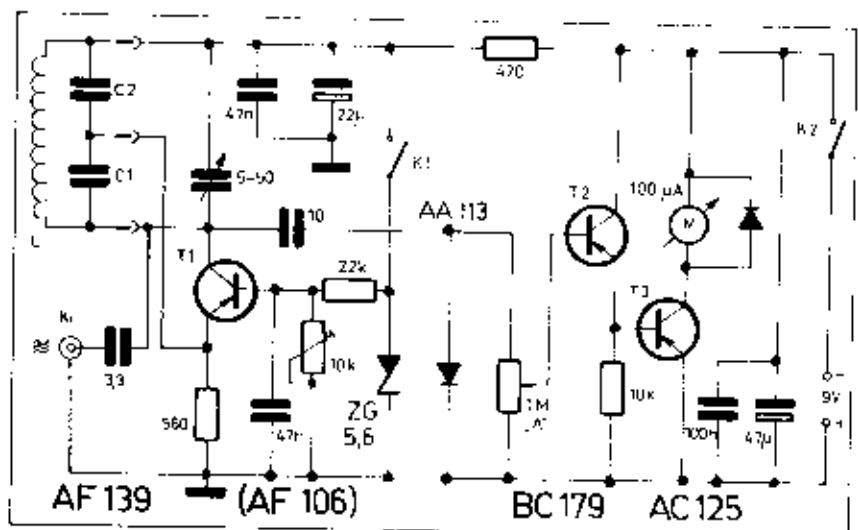
Frekvenciaár- (MHz)	L (μ H)	Ármetódok	Hangoló kondenzátor (pF)
0,1–0,2	7680	750	100 × 200
0,2–0,6	1920	840	100 × 200
0,6–1,6	218	160	100 × 200
1,6–8	58	86	100 × 200
8–6	19	84	100 × 200
6–15	6,4	26	100
12–30	1,6	6	100
20–50	0,57	3	100

Az induktívitás-értékeket a szórt és kiegyenlítő kapacitásra való tekintettel 330 illetve 110 pF-ra adtuk meg. A leigazítások a végmenetszám 20–25%-ánál kell elkészíteni. A C_1 kiegyenlítő kondenzátor fix kondenzátor is lehet, de ha azonos átfogású és azonos számosságú skálákat akarunk használni (ahol lehet), akkor 4...20 pF-os vagy hasonló trimmer-kondenzátort kell használni a sávvegek beállítására. A kis készülék áramfogyasztása minimális, kb. 2 mA, ezért miniatűr teleppel is sokáig működik, ami lehetővé teszi a miniatűr kivitelben való elkészítést. A tekercsek készítésénél olyan buzalokat kell használni, mint amit egy azonos frekvenciakörzében működő rádióvevők tekercseinél alkalmazunk.

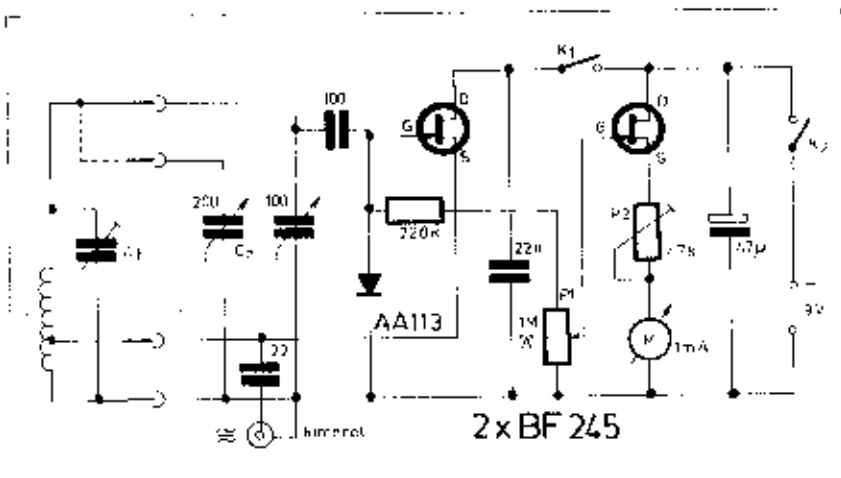
RH és URH (144 MHz-es) rádióberendezések nagyfrekvenciás fokozatai

tainak, rezgőkörök ellenőrzésére alkalmas a 18.34. ábrán látható, 1 db FET-tel 7 sávban, 1,5–160 MHz-ig működő dip-oszcillátor. A 2 × 100 pF-os forgókondenzátorral hangolt, kapacitív hárompontkapcsolású oszcillátornak az az előnye, hogy a rezgőkörnél sem esztolótékercs, sem leigazítás kivételére nem szükséges. Az oszcillációs állapot indikálására a FET source-körébe beiktatott 100 mikro-amperecs műszer szolgál. Rezgő állapotban (K zárva) a műszerkiterés érzékenységet a 250 ohmos P-potencióméter szabályozza. A műszer mutatója mindig előre tér ki, akár aktív, akár passzív üzemmódban indikálunk rezonanciát.

A sávfilosztás és tekercsadatak 16 mm átmérőjű tekercsre az alábbiak:



18.35. ábra. 0–210 MHz-ig működő transzisztoros GDO kapcsolási vázlata



18.33. ábra. 0,1 – 50 MHz-ig működő, FET-tranzisztoros GDO kapcsolási vázlata

AM-FM modulált, vagy modulálatlan rádiófrekvenciás feszültségüket nagyfrekvenciás (szignál-) generátorokkal, hangoló oszcillátorokkal állítunk elő. A hangoló oszcillátorok népszerű amatőr változata a 18.5 szakaszban ismertetett GDO (grip-dip oszcillátor), melyet ma már többnyire félvezetőikkel építenek meg, s ezért olcsóvadású: bázis-dip, vagy röviden dip-oszcillátor. A különböző generátortípusok működését konkrét készülékek bemutatásán keresztül ismerteljük.

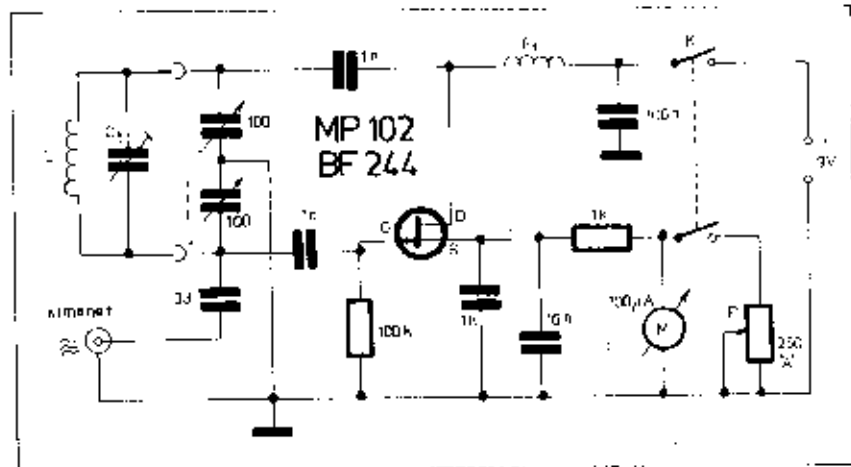
Az elektronikusalkalmi berendezések, valamint a hírközlő rendszerek hangfrekvenciás egységeinek vizsgálatához használt hangfrekvenciás generátorokkal, oszcillátorokkal szemben támasztott legfontosabb követelmény a torzításmentes, illetve a lehető legkisebb torzítású, ismert amplitúdójú és ismert frekvenciájú szinuszos kimenő feszültség biztosítása. A kimenet többnyire feszültségirődsé jellegű, azaz kis belső ellenállású; de nem tartható. Teljesítménykimenettel a hangszórók, hangoszlopok vizsgálatához használt generátorok rendelkeznek. A jelenleg használt hangfrekvenciás jelforrások a klasszikus 20 Hz-től 20 kHz-ig terjedő frekvenciasáv helyett 10 Hz-től 100 – 200 vagy 100 kHz-ig működnek, hogy a mérendő berendezések határhőmérsékleten túli működését (átvitelét) vizsgálhatjuk.

A felsorolt követelményeket jól kielégítő, igen kis torzítású hangfrekvenciás oszcillátor kapcsolását a 18.33. ábrán mutatjuk be. Az egyszerű készülék alaprendszerében olyan RC-oszcillátor, melyben a frekvenciameghatározó elem kettős forgókapacitáttal hangolt nagyimpedanciás Wien-híd, és a kimenő feszültséget a negatív visszacsatolásban hatásos izzólámpás limiter állandósítja. A kapcsolási rajzon megadott (az R-elemek átkapcsolását is figyelembevéve 10 Hz-től 1 MHz-ig hangolható) Wien-híd feszültségátvittele a rezonancia-frekvencián zérus fázistolás mellett maximális értékű, pontosan 1/3, ezért a berendezés

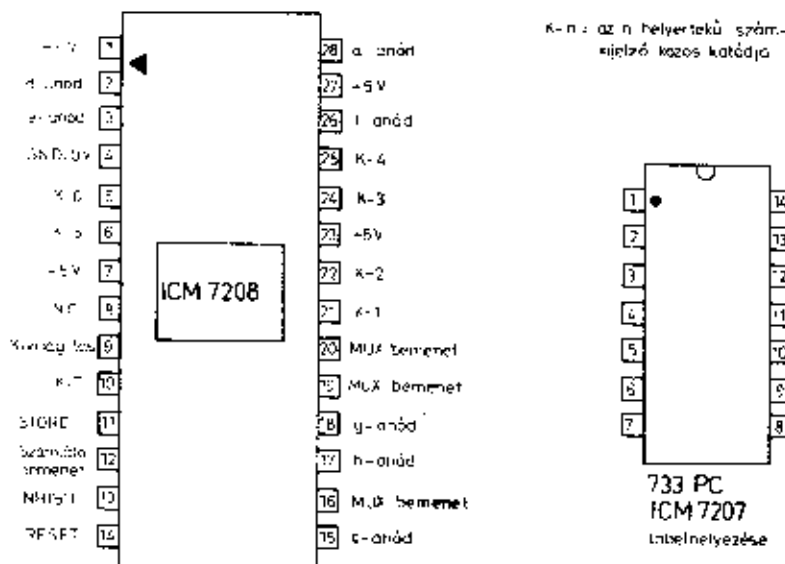
feltétele olyan erősítő alkalmazása, melynek erősítése nagyobb mint 3, és fázistolása ugyancsak zérus. Ha az erősítés sokkal nagyobb, mint háromszoros, akkor a rendszerben nagymértékű negatív visszacsatolást lehet használni, egyrészt az oszcillációs amplitúdó stabilizálására, másrészt és főképpen a torzítás csökkentésére. A bemutatott készülék első erősítő fokozatában a T_1 tranzisztor záróréteges FET típus (BF 244, BF 255, MP 102 stb.) azért, mert ennek olyan nagy a bemenő ellenállása, ami nem terhel a Wien-hídot, illetve nem hamisítja meg a beállított frekvenciát. A T_1 és T_2 tranzisztor együtt alkot egy érdekes erősítő fokozatot. A tarthatóság miatt nagy áramra beállított T_2 tranzisztor, emitterkövető kapcsolatban, fázisfordítás nélkül széles frekvencia-tartományban kb. egyszeres erősítést biztosít. A T_1 földelt emitteres erősítő fokozat, de a T_2 kimenő pontján megjelenő váltakozó feszültséget (ami csak valamivel kisebb, mint a T_1 kollektor-

feszültsége) visszavezetjük a T_1 megosztott kollektorellenállásához. Ebben az úgynevezett feszültségátvitelő kapcsolatban az alsó 1 kilohomos ellenállás mindkét végén közel azonos váltakozó feszültség jelenik meg, ezért a rajta átfolyó váltóáram lecsökken, ami úgy jelentkezik, mintha az 1 kilohom saját értékének sokszorosára nőtt volna. Ha a T_1 erősítése 0,9-szeres, akkor az 1 kilohom kb. 10 kilohomos ellenállással egyenértékű, azaz a T_2 váltóáramú erősítése a kis munkaellenállás ellenére jelentősen megnő. Mivel a T_1 is és a T_2 - T_1 együttesen is egyszer fordít fázist, az eredő fázisátvitel 0, tehát az erősítő megfelel a kitűzött feltételeknek, ugyanakkor a belső, úgynevezett hurokerősítés a működés szempontjából kedvezően nagy értékű. A T_2 tranzisztor jó hűtéssel kell ellátni, mert kb. 500 mW disszipálódik rajta.

A kapcsolási rajz szerinti felépített készülékben a P_1 és P_2 potenciométereket kizárólag úgy kell beállítani, hogy teljes értékűben hatásovak legyenek és a P_2 -t addig kell szabályozni, míg a T_2 emittérén az egyenszint +16V nem lesz. A 1 – 10kHz-es sávban forgassuk be a hangoló kondenzátort és a P_1 -et szabályozzuk be úgy, hogy P_1 kimenőszint-beállító potenciométer felcsavart helyzetében a kimenet 5 V effektív értékű váltakozó feszültség (1 kHz) jelenjen meg. Ha a frekvencia 1 kHz-től eltérő, akkor az ellenállások értékét kell azonosan módosítani. A kiforgatott helyzethez tartozó 10 kHz-es frekvenciát a trimmer-kondenzátorokkal kell beállítani. Az izzólámpát átárhidó RC-lug kondenzátort 1 MHz-környékén kell beállítani (fáziskorrektió), ha a kimenő feszültség 5 V-tól lényegesen eltér, vagy a frekvencia nem éri el a 1 MHz-es értéket. Az alapsáv (1 – 10 kHz) beállítása után a többi sávokban az R-lugok alsó sáv végén való szimmetrikus korekcióit val lehet elérni a skálábitelenítési pontok dekadikus átlódását. Ha sávátvitelenél nem 5 V a kimenő feszültség de a frekvencia jó, akkor a Wien híd



18.34. ábra. 1,5 – 160 MHz-ig működő, FET-tranzisztoros GDO kapcsolási rajza



18.31. ábra. A 30 MHz-es digitális frekvenciamérő integrált áramköröknek bekötési rajza

tat. A hetedik helyértékre ebben az időzíti rendszerben értékes számjegy nem jut, ezért el is hagyható. A rendszer azért 7 dokádós, mert az „inhibit” bemenet módosított vezérlésével a számláló kapuja 1 mp-ig vagy tovább is nyitva tartható más megoldású kvare-időzítő alkalmazása cse-

tén, e ekkor már a 7. számjegy is értékes.

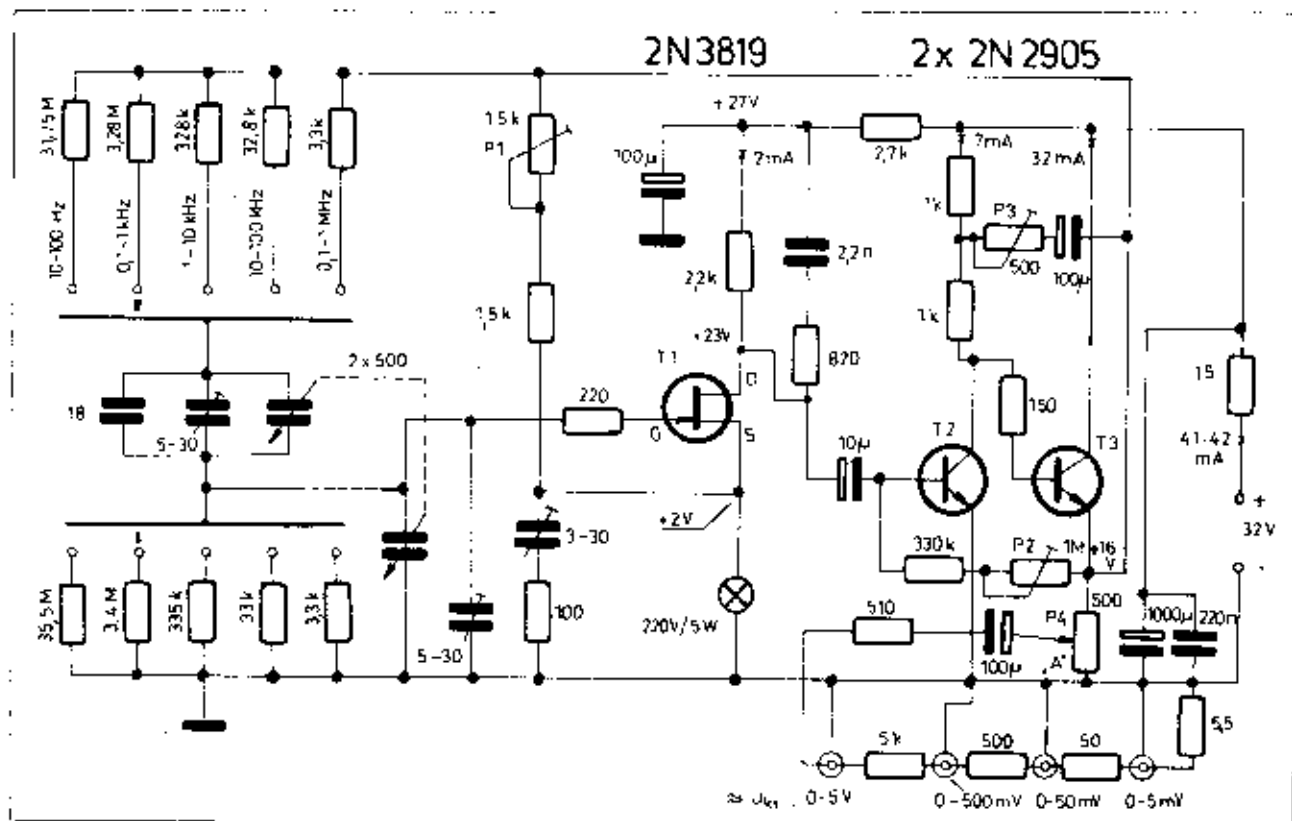
A korszerű frekvenciamérő elkészítése után érdeklődőknek a 18.31. ábrán megadjuk az ICM 7207 és az ICM 7208 tokrajzát, a kivezetések pontos fel- tüntetésével. Megemlítjük továbbá, hogy külföldi alkatrész-lerakatoknál

a számláló főbb anyagai (ICM 720 + ICM 7208 + 7 db számjegyjelző + kvare - nyomtatott áramkör) szettben is beszerezhetőek. Megépítésc esetlőn az RH-amatőr olyan korszerű eszköz birtokába jut, melynek segítségével az állomás frekvencia stabilitása és névleges üzemi frekvenciái pontosan ellenőrizhetőek és a sávokra vonatkozó előírások betarthatók.

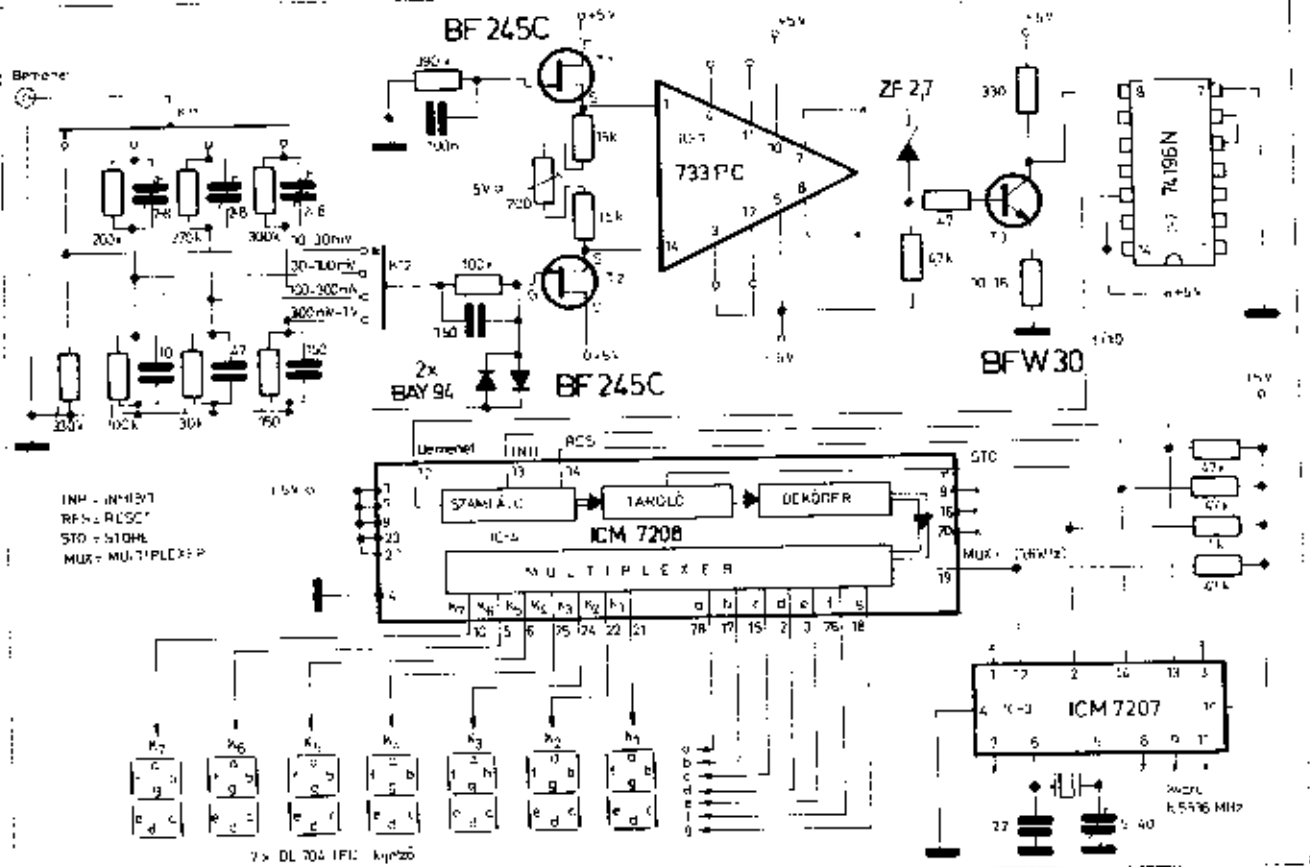
18.6. Oszcillátorok, jelgenerátorok.

Adó-vevő berendezések, elektronikus készülékek vizsgálatához, beméréséhez, hitelesítéséhez vagy javításához különféle oszcillátorok, jelgenerátorok szükségesek, melyek feladata hitelesnek tekinthető frekvenciájú és lehetőleg ismert amplitúdójú váltakozó feszültségek, jelesorozatok előállítása. E célra több különböző mérőműszert kell alkalmazni, mert olyan nagy frekvenciatarományban szükségesek vizsgáló jelek (10 Hz-től 1500 MHz-ig), hogy ezeket nem lehet egyetlen műszerrel előállítani.

10 - 20 Hz frekvenciától kezdődően 20 - 200 kHz-ig, esetleg 1 MHz-ig működnek az RC, vagy heterodin rendszerű LC hangfrekvenciás illetve szélessávú generátorok, 100 kHz feletti



18.32. ábra. Szélessávú hisztorzított RC-oszcillátor kapcsolási rajza



18.30. ábra 30 MHz-es digitális frekvenciamérő kapcsolási rajza

sú frekvenciamérési igényt kielégít. A beépített 4 db nikkel-kadmium akkumulátor 2 óra üzemi biztosít hálózat nélküli üzemben is.

Az idézett FM-7 típusú frekvenciamérőhöz használható műszeregyedő amatőr elkészítése sem lehetetlen, sőt éppen az LSI-áramkörök teszik ezt lehetővé. A közeljövő műszaki fejlődése ezen a területen annyira ilyen irányú, hogy TTL-áramkörös frekvenciamérőt az iradalomra való hivatkozással nem is ismertetünk, mert már most is léteznek azok az áramkörök, melyek egy miniatűr frekvenciamérő építéséhez szükségesek.

A 18.30. ábrán egy korszerű, LED-kijelzős, C-MOS áramkörös, 30 MHz-es frekvenciamérő kapcsolási vázlatát mutatjuk be. A teljes mérőkészlet 4 db (4) IC-t és 3 db tranzisztort tartalmaz, mint aktív elemet. A műszer központi eleme az Internál gyártmányú ICM 7208 típusú, speciálisan frekvenciamérőnek készített C-MOS integrált áramkör (IC-4). Ebben az integrált áramkörben egyetlen kristálylapkán alakították ki egy 7 dekádos számlálót a hozzátartozó számláló, dekóder, multiplexer, LED-meghajtó és logikai működtető áramkörökkel együtt. Az időjelnek előállítására szolgáló kvarccsillátort és a hozzátartozó frekvenciosztót az ugyancsak Internál gyártmányú ICM 7207 típusú IC-3 integrált

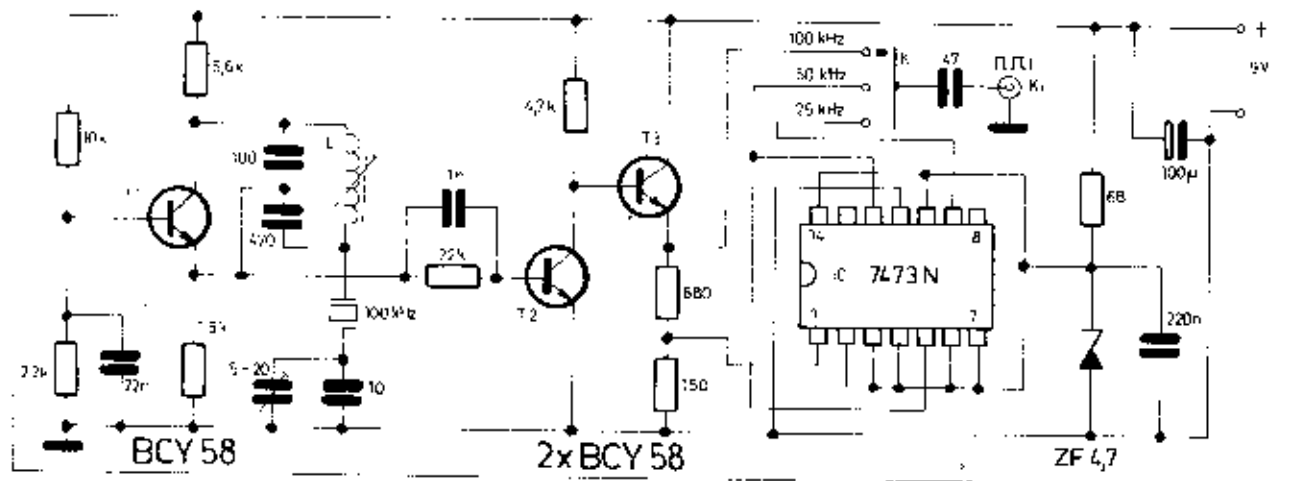
áramkör tartalmazza. A beépített frekvenciosztó maximálisan 10⁻²⁰ osztási arányú, ezért a kvarccsillátorthoz külön célra gyártanak 6,5536 MHz frekvenciájú kristályt. Az IC-3 13-as kivezetésén 5 Hz-es négyzetjel jelentkezik, melynek egyik félperiódusában azaz 0,1 mp-ig nyitva van a számláló bemenő kapuáramköre (inhibít bemenet). A másik félperiódusban a 2-es kimeneten megjelenik a tárolóba való átvírást (store) vezérlő impulzus, majd rövid időközessel a 14-es kivezetésén a számlálót törlő (reset) impulzus. A számlálórendszer tehát 0,1 mp-es ciklussal működik oly módon, hogy minden másodikban számlál. Az IC-3 12-es kivezetéséről 1600 Hz-es négyzetfeszültség nyerhető a multiplexer vezérlésére. A multiplexer oly módon működik, hogy egymásután helyértésként kijelöli a szegmenseket és a közös katód kijelölésével felvillantja a számokat az 1600 Hz-es vezérlő feszültséggel szinkron üzemben.

A 2 db Internál IC áramkörből álló frekvenciamérő működés gyorsasága 5 V tápfeszültség alkalmazása esetén 8 MHz, 10 Hz-es feloldással. A bemenő érzékenység az ICM 7208 12-es kivezetésén jobb mint 50 mV. Magasabb frekvenciartomány mérése esetén előcsatolt kell alkalmazni. Esetünkben a 30 MHz-es tartományban az IC-2 jelű SN 74196 N típusú, 50 MHz gyor-

saságú dekadikus frekvenciosztó került felhasználásra, melynek kimenete csatlakozik a C-MOS számláló bemenetéhez.

A háromfokozatú kompenzált feszültségosztó, a dióddal védett aszimmetrikus FET impedanciaallosztó fokozat, a 733 PC típusú szélessávú erősítő (IC-1), valamint a T₁ illesztő tranzisztor a frekvenciamérőnél segédáramkörként működik, feladatuk az IC-2 TTL-szintű meghajtását biztosítani, minimálisan 10 mV effektív értékű bemenő feszültségről. A FET-ek source áramkörében található 200 ohm potenciómért úgy kell beállítani, hogy a T₁ bázisán jel nélküli állapotban 0 volt legyen a pontenciál. A ZF 2,7 típusú Z-dióda szinteltolást végez, mert a 733 PC típusú (jelen beállításban 40 db erősítős) szimmetrikus felépítésű szélessávú erősítő kimenetén kb. +3 V a nyugalmi pontenciál.

A teljes frekvenciamérő feloldása 100 Hz, mert az IC-2 csak minden tízedik impulzust engedli tovább, az IC-4 mérési-mintavételi ideje pedig 0,1 mp. 30 MHz-ból tehát 3 MHz jut tovább és ebből 300 kHz-et számlál meg az áramkör 0,1 mp alatt. A DL 704 típusú, Litronix gyártmányú közös katódos LED-számlajelzőn megjelenő frekvenciaértéket tehát 100-zal meg kell szorozni, illetve ha az elő helyérték után kiteszünk egy tizedes-pontot, akkor a műszer kHz-ben mu-



18.28. ábra. Sávó-galibrátor kapcsolási vázlata

J-K „master-slave” flip-flop áramkört tartalmazó integrált áramkör végzi. A K kapcsoló állásától függően a kimeneten 25, 50 vagy 100 kHz-es négy- szögfeszültség jelenik meg, melyek harmonikusaival az amatőr sávok köz- benső és végpontjai 25 kHz-es lépé- sekben is hitelesíthetők. Ehhez a kalibrátorhoz is használható a 18.27. ábrán megadott tranzisztoros koveró- egyhős.

Mind a kisfrekvenciás, mind a nagy- frekvenciás tartományban legjobban, legkiszolgálóbban használható digitá- lis frekvenciamérők működési elvét a 18.29. ábrán mutatjuk be. A mérő- rendszer összehangolt működését lo- gikai áramkörökből felépített vezérlő egység biztosítja. A vezérlő egység alapfeladata a digitális számlálóba bemenetén elhelyezett kapuáramkör kvarepontoságú kerek időtartamig (pl. 1 mp-ig) való nyitvatartása, majd bizonyos idő elteltével (néhány mp) a számláló nullázása és a kapu újrainyí- tása, ciklikusan ismétlődve. A mérés végekor azonnal meghatározott ideig tartó periódusszámlálásnak fogható fel, ezért is nevezik ezeket a műszereket máské- néven számláló típusú frekvenciamé- rőknek is.

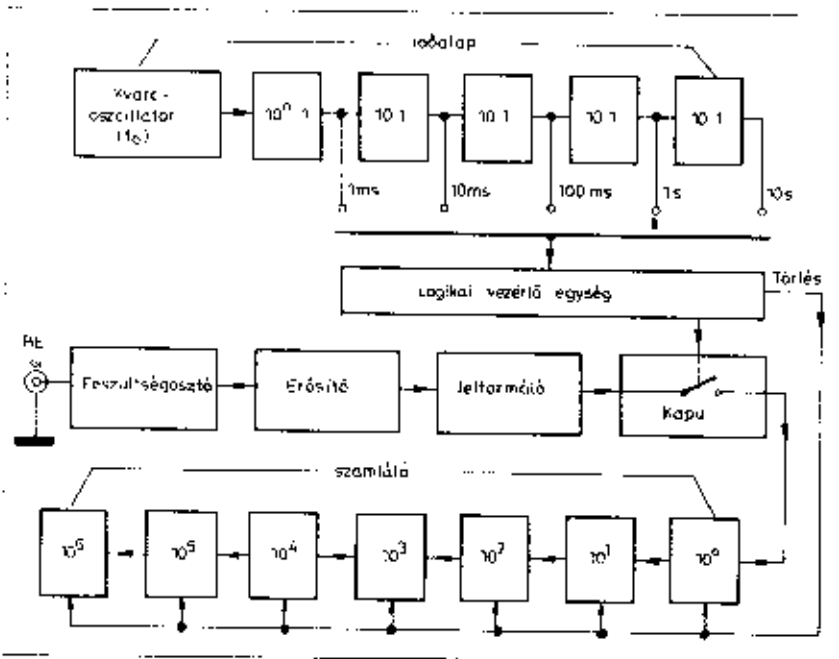
A számlálás egyértelműsége érdeké- ben a bemenő jel szükség szerinti csül- lapítás vagy erősítés után jelformáló fokozatba jut, melynek kimenetén megjelenő, könnyen számlálható négy- szögfeszültség vagy impulzussorozat frekvenciája azonos a bemenő jel frekvenciájával. A számlálási idő pon- tos értéken való tartása érdekében a digitális frekvenciamérőkben kvare- oszcillátor található, melynek f_0 frek- venciájából való leosztással állíthatók elő pontos és kerek értékű időtarta- mok, illetve időzítő impulzussorozat- ok. Ha a mérési idő 1 s, akkor kHz-ben mutatja az ismeretlen frekvenciát.

Az ismertetett rendszernek külön- böző változatai léteznek, melyek főleg a számlálás és a mérési eredmény ki- jelzésében különböznek, azonban mind-

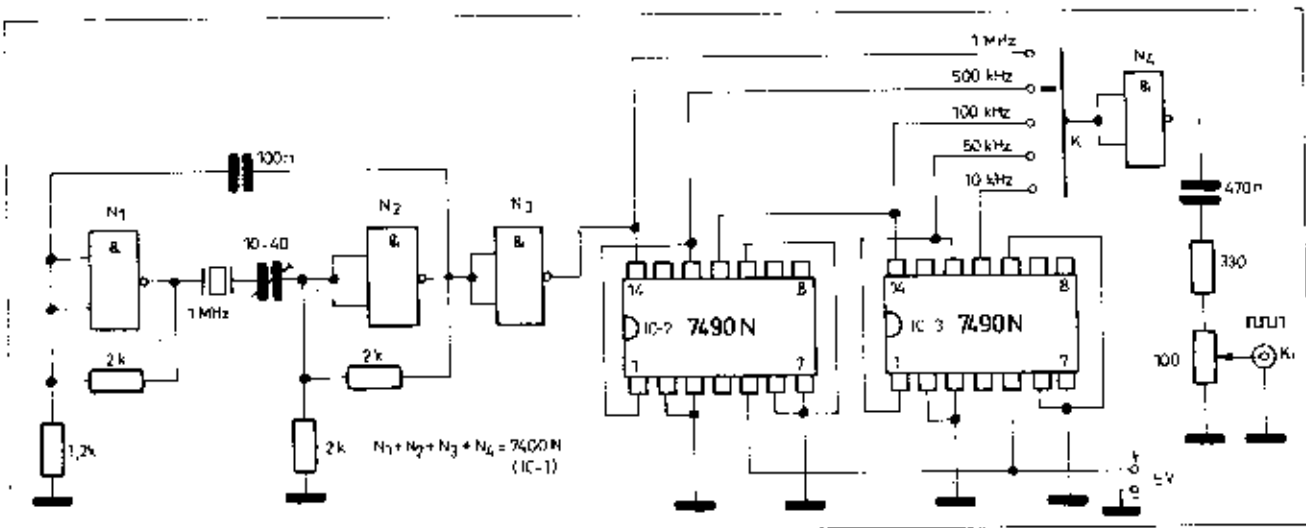
egyikre jellemző a meghatározott ideig tartó számlálás, mint közös alap- elv.

A digitális frekvenciamérőknek más frekvenciamérő-készülékekkel szembe- ni előnyei annyira jelentősek, hogy a jövőben a rádiótechnikában sokkal szélesebb elterjedésre tarthatnak szá- mlát. Egy jó minőségű digitális frek- venciamérő 15...30 db egyszerű vagy közepes bonyolultságú TTL integrált áramkörből készíthető el. Az LSI (nagy bonyolultságú) C-MOS integrált áramkörök elterjedése azonban lehe- tővé teszi a feladat 2...3 IC áram- körrel való megoldását is. A miniatü- rizálás módját nyújt arra, hogy a je- lenleg használt Depruz-műszerekhez

hasonló méretekben 7-8 számjegyű, komplett digitális frekvenciamérők készüljenek, melyeket úgy lehet egy nagyfrekvenciás készülékbe (adóba, vevőbe, szignálgenerátorba) beépíteni, mint egy áram- vagy feszültségmérő alapléműszert. Pl. a Non-Linear Sys- tems gyártmányú, FM-7 típusú 7 digites C-MOS áramkörös frekvencia- mérő miniatürr kivétel mellett (előlap: 48x70 mm, mélység 100 mm) 10 Hz-től - 60 MHz-ig működik 10 Hz-es feloldással és mérési pontossággal, 30...100 mV bemenő érzékenység mellett. Ez a kisméretű műszer már az előzőekben vázolt követelmények- nek megfelelő kivitelű és emellett pontosságban minden RH-vonatkozá-



18.29. ábra. Digitális frekvenciamérők működési alapelve



18.26. ábra. Integrált áramkörös kvarc-kalibrátor kapcsolási vázlata

vencia különbsége a hangfrekvenciás tartományba esik, akkor az akusztikus indikátoron (hallgató, hangszóró) hallható, illetve a műszoren leolvasható. Frekvenciaegyezésnél hang nem hallható (esetleg lebegés jelentkezik) és a műszur vagy a kimenethez kapcsolt oszcilloszkóp nem mutat semmit. A módszer nagy előnye, hogy pontossága szinte azonos a helyi oszcillátor frekvenciájának pontosságával, ezért ha kvarcoszcillátorokat használunk, akár milliommódrésznyi eltéréssel is meglatározhatók bizonyos frekvenciaértékek. A kvarcoszcillátoros heterodin frekvenciamérőket kvarc-kalibrátoroknak is nevezik.

A kvarc-kalibrátor típusú műszerek elektroncsöves alapváltozata a 18.25. ábrán látható. Az ECI 81 keverőcső heptóda része a keverőt végzi, a triódarész pedig 100 kHz-es vagy 1 MHz-es kvarcoszcillátor, esetleg átkapcsolható változatban. A trióda anódkörében található rezgőkör a kvarc frekvenciára van hangolva. Az L tekercs 100 kHz-nél 6,03 mH, 1 MHz-nél 60 mikrohenry. A heptóda anódkörében harmonikus keveréssel 100 kHz-enként, illetve 1 MHz-enként lehet frekvenciaértéket indikálni. A kapacitív söntölt munkaellenálláson keletkező, az $f_x - nf_x$ vagy $nf_x - f_x$ különbségnek megfelelő frekvenciájú feszültséget az EF 80 pentóda erősíti.

Ezzel a mérési módszerrel fix skálapontok indikálhatók vagy esetenként újra hitelesíthetők. A mérési illetve hitelesítési pontok számát régebben a rezgőkvarcok váltogatásával növelték. A modern kvarc-kalibrátorokban egyetlen 1 vagy 10 MHz-es kvarc rezeg és digitális frekvenciaosztó áramkörökkel állítanak elő különböző frekvenciájú hitelesítő jelöket.

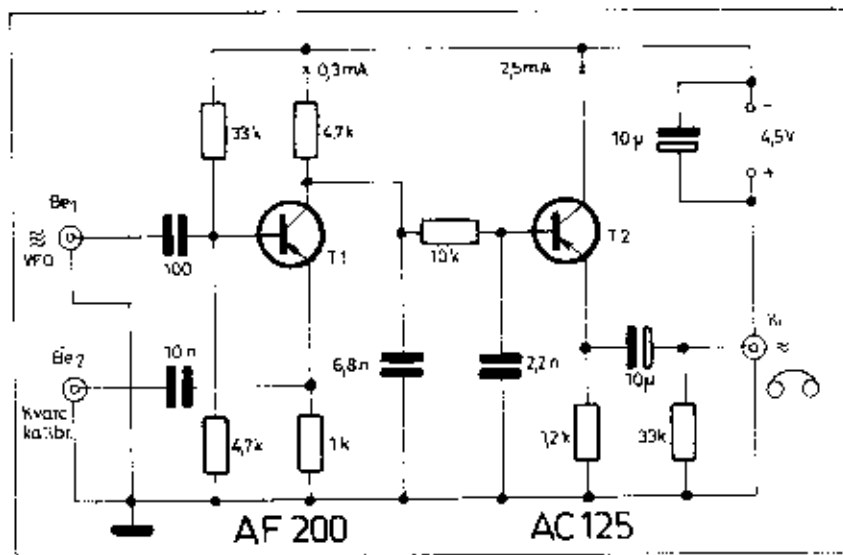
A 18.26. ábrán bemutatott kvarc kalibrátor 1 MHz-es oszcillátorához 2 db dekádikus frekvenciaosztó (2x SN 7490 N) csatlakozik. Az osztólánc bemenetéről, közbenső pontjairól és a végéről átkapcsolás útján 1 MHz, 500 kHz, 100 kHz, 50 kHz, és 10 kHz

frekvenciájú négyzögfeszültség nyerhető igen dús harmonikus-tartalommal. Az integrált áramkörös kvarc-kalibrátor kimenő jelfeszültségét védőkészülékek skálapontjainak ellenőrzéséhez lehet használni. Ha pl. az 50 kHz-es négyzöggel jut be a vevőbe, akkor 50 kHz-enként lehet egy skálapontot kijelölni (3500 kHz, 3550 kHz, 3600 kHz és így tovább).

Ha az IC-s kvarc-kalibrátort oszcillátorok, VFO-ok, adóberendezések frekvenciahitelesítésére kívánjuk használni, akkor el kell készíteni a 18.27. ábra szerinti egyszerű keverőfokozatot is. A keverőfokozat Be, bemenetéhez pár 100 mV nagyfrekvenciás feszültséget kell vezetni. A Bc, bemenet-hoz csatlakozó kvarc-kalibrátor kimenő feszültségét a kimenetén található 100 ohmos potencióméterrel be

lehet állítani kedvező értékre. A keverőfokozat „O-ütés” fejhallgatóval, vagy a kimenet-hoz csatlakoztatott oszcilloszkóppal indikálható. Ha kvarc kalibrátor helyett folyamatosan hangolható hiteles frekvenciájú szignálgenerátor kimenő jelfeszültségét használjuk üttetésre, akkor bármilyen frekvenciaértéken indikálható O-ütés 100 kHz és 20...30 MHz között. Ily módon lehet pl. hitelesíteni egy nagyfrekvenciás oszcillátor, egy GDO vagy egy szignálgenerátor skáláját.

A 18.28. ábrán egy további hitelesítő kvarc-kalibrátor kapcsolási vázlata látható. Példátságban 100 kHz-es kvarcoszcillátorból (T₁), leválasztó-négyzögösítő fokozatból (T₁-T₂) és 2:1, illetve 4:1 arányú digitális frekvenciaosztóból áll. A digitális frekvenciaosztást az SN 7473 N típusú, 2 db



18.27. ábra. Keverőegység heterodin frekvenciaméréshez

ciamérő 5 V stabilizált tápfeszültség-ről működik, áramfelvétele kb. 200...300 mA. A műszer hitelessége a tápfeszültség névleges értékétől is függ, ezért kell alkalmazni stabilizált tápfeszültséget.

A rádiófrekvenciák (nagyfrekvenciák) mérésértartománya 50 kHz-től több GHz-ig terjed. Ebben a rendkívül széles frekvenciatartományban abszorpciós, grid-dip oszcillátoros, keverős (heterodin) üzemmódi és digitális frekvenciamérők alkalmaznak.

A legegyszerűbb mérési módszere a 18.21. ábrán bemutatott abszorpciós frekvenciamérőnek van. Az L_1 indukciós tekercset az f_x frekvencián rezgő oszcillátor tekercséhez közelítve (mágneses csatolás létesítve) a vele párhuzamosan kapcsolt forgókondenzátorral (10 - 100 pF) rezonanciájára hangoljuk. A rezonanciaesetű az L_1 csatlótekercséhez illesztett diódás voltmérővel indikáljuk. Adóberendezésnél, ahol a végfokozat rezgőköréből elegendő energia „szívható el”, izzólámpás indikátor is alkalmazható. A viszonylag egyszerű felépítésű készülék forgókondenzátorát skálával kell ellátni, amit ismert frekvenciájú rezgések mérésével kell hitelesíteni. A későbbi méréseknél az f_x frekvenciát a kondenzátor skálájáról lehet leolvasni a rezonancia-maximum indikálásakor.

A 18.21. ábrán látható készüléket az adóamplifikátorok „frekvencia monitorok” is nevezik. Gyakorlati kivitelében diódás útján cserélhető tekercsüket alkalmaznak. Az ábrán a tekercs adatokat is megadjuk 1,5 - 30 MHz-ig terjedő frekvenciatartományra. Az ilyen mérőkészülékek pontossága a kalibrációtól függően 0,5 - 2% nagyságrendű, fő alkalmazási céljuk tájékozódó mérések vizsgálása.

Magasabb frekvenciákon működő abszorpciós frekvenciamérőkben rezgőköri elemként Lecher-vezetékkel, üregrezonátorral és tápvonalat alkalmaznak. A 18.22. ábrán látható, 65 - 230 MHz-ig működő abszorpciós frekvenciamérőben 3 mm átmérőjű csúszított vagy órozott rézhuzalból készült Lecher-vezetékkel és a bemenetével párhuzamosan kapcsolt 4 - 50 pF-ig hangolható, URIL minőségű légszigetelésű forgókondenzátorból áll a rezgőrendszer. A Lecher-vezetékhez illesztett diódás detektorral indikálható a kondenzátorral beállított rezonancia-maximum. A forgókondenzátor skáláját kell frekvenciamértékben kalibrálni. Az egyszerű készülék a 2 méteres sávban dolgozó adóberendezéseknél jól használható monitorként.

Az abszorpciós frekvenciamérőnek a legegyszerűbb alapkészüléktől (18.21. ábra) kezdődően a bonyolultabb, elektronikus egységekkel is kiegészített változatokig sokféle típusa létezik. Ismert kombináció pl. az a megoldás, melyben elektronikus szélessávú erősítőhöz lazán illesztett nagy jóságú rezgőkörhöz csővoltage indikátor csatlakozik (Rádiótechnika 1977/10. szám, 490 oldal). A 18.23. ábrán látható grid-dip oszcillátor (GDO) is az elektronikus abszorpciós frekvenciamérők csoportjához tartozik. A be-

mutatott kapcsolás, bár alkalmazható, előszörban a mérési alapelv szemléltetésére szolgál.

A GDO lényegében véve a K kapcsoló állásától függően vagy önrezgő oszcillátor (zárt helyzet), vagy pedig audion egyenirányítással működő abszorpciós frekvenciamérő. A rendszer önfrekvenciáját az L tekercsből és a $C_1 - C_2$ kondenzátorokból álló rezgőkör szabja meg. A skálázott forgókondenzátor ($C_1 - C_2$) a készülékbe fixen be van építve, az L tekercs dugaszolással történő cseréjével a frekvenciatartományok változhatnak. Megfelelő tekercskészlet birtokában egyazon készülék 100 kHz-től 100 MHz-ig is működhet. Speciális változatokkal több száz MHz-ig lehet méréseket végezni.

A GDO-a frekvenciamérésnek passzív és aktív változatát különböztetjük meg. Passzív mérésnél (K nyitva) a GDO tekercsét közelítve az f_x frekvencián rezgő oszcillátorhoz, abszorpciós frekvenciamérést végezhetünk. Amikor a GDO alapműszerének maximális a kitérése, a saját rezgőkörünk skáláról leolvasható f_0 frekvenciája azonos az f_x -el. Érzékenységszabályozás a tekercsek távolgatásának változtatásával történik; a mérést a lehető leglazább csatlakozásban kell végezni.

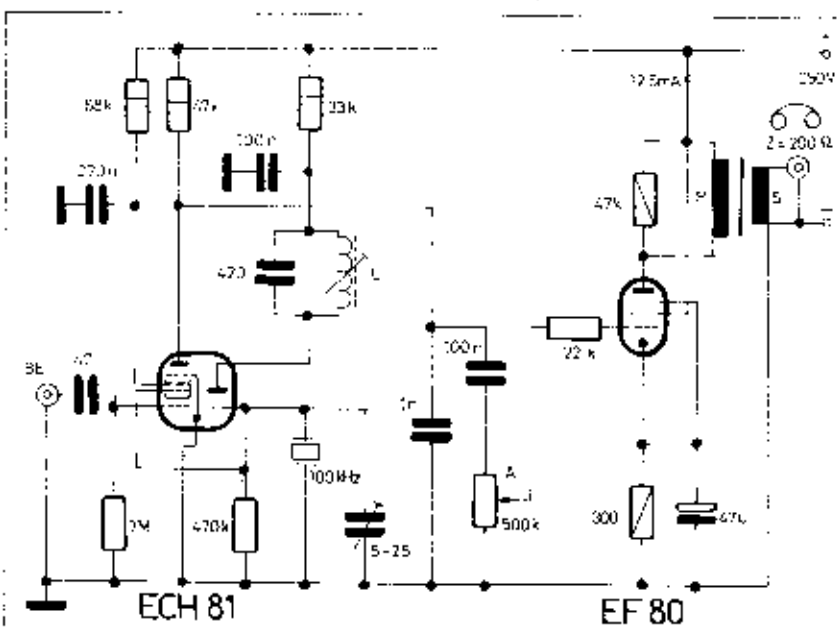
Aktív frekvenciamérésnél rezgő állapotú GDO-val (K zárva) mérhetjük meg a nem rezgő oszcillátorok, vagy nem működő nagyfrekvenciás fokozatok rezgőkörének f_x önrezonanciáját. Ebben az esetben a GDO rezgési állapotát az M műszer bizonyos kitérése jellemzi (részarázmérés!). Ha az f_x azonos a GDO f_0 saját frekvenciájával, akkor a mérendő rezgőkör energiát szív el a GDO rezgőköréből amit az M műszer kitérésének visszaesésén (dip-

süllyedés) keresztül lehet indikálni. Frekvencia-egyezésnél a műszerkitérésnek minimuma van. Mindkét mérési módszer alapja a szelektív abszorpció, a lényeges különbséget az energiaáramlás iránya szabja meg. (Passzív mérésnél a GDO rezgőkör, aktív mérésnél a mérendő rezgőkör von el energiát a rezgőrendszerből. Az egyik esetben a GDO felé, a másikban pedig a GDO-tól áramlik a nagyfrekvenciás energia.)

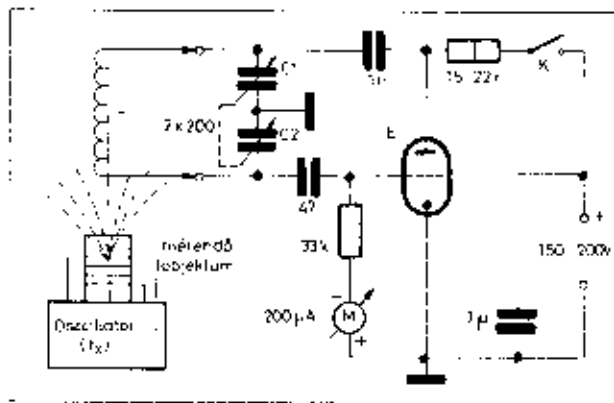
A GDO oszcillátorok széleskörűen alkalmazhatók adó- és vevőberendezések oszcillátorainak, szelektív nagyfrekvenciás fokozatainak beméréséhez, beállításához hangoláshoz, neutralizációjához és a működés indikálásához.

Antennák önrezonanciája is mérhető alkalmas illesztés igénybevételével. Az áram-maximumban táplált antennákat egyenestest hurokkal, a feszültségmaximumban táplált antennákat pedig néhány pF-os kondenzátorral kell a GDO-hoz illeszteni és az önrezonancia az antenna energiaszivása alapján aktív frekvenciaméréssel indikálható. A korszerű felépítésű, félvezető, „GDO”-k kapcsolási megoldásait a 18.6 (oszcillátorok - jelgenerátorok) szakaszban ismertetjük.

A keverő (heterodin) üzemmódi frekvenciamérők tömbvázlata a 18.24. ábrán látható. Az f_x ismeretlen frekvenciájú bemenő feszültséget a keverő fokozatban összekeverjük f_0 ismert frekvenciájú oszcillátorból származó jel feszültséggel. A keverő fokozathoz aluláteresztő szűrőn keresztül erősítő csatlakozik, melynek kimenetén akusztikus vagy műszeres indikátort találunk. Ha az f_0 és az f_x frek-



18.26. ábra. Elektroncsöves, heterodin mérési elő kvantálós kalibrátor kapcsolási rajza



18.23. ábra. A „grid-dip” frekvenciámérő alapkiosztása

tartama a T-vel jelölt periódusidő. A frekvenciámérés alapján véve az időegységre (1 mp) jutó periódusok számának meghatározását jelenti. A frekvencia és a periódusidő egymással fordítva arányos:

$$f = \frac{1}{T}$$

A frekvenciának az idővel való összefüggése miatt a mérési etalon alapjául az időegység használható és a mérés idővel való összehasonlítás alapján is elvégezhető. A méréseknel másodlagos etalonként precíziós felépítésű kvarcoszcillátorokat használhatunk. Amatőr méréseknel a rádióadóknál vivőfrekvenciái is etalonnak tekinthetők. (Az angliai *Draughts* állomás a hosszuhullámú sávban igen nagy pontossággal sugározza mérési előokra a 200 kHz-es frekvenciát.)

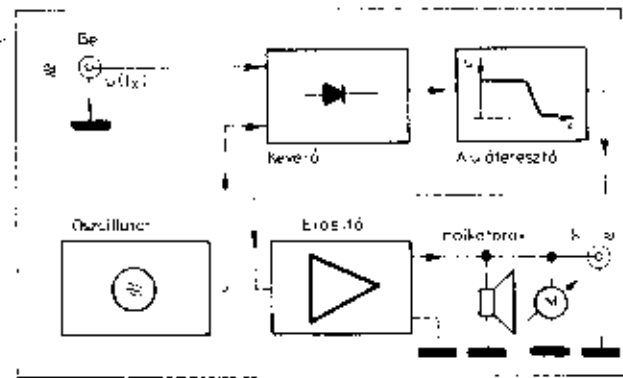
A Németországban működő DCF 77 jelű adóállomás 77,5 kHz-es vivőfrekvenciájának pontossága 10^{-13} nagyságrendű. Az adóállomás vivőfrekvenciája AM-moduláció formájában pontos dátum-adatokat is tartalmaz. Minden másodperc kezdetén az amplitúdó lecsökken a maximális érték 25%-ára. Ha a csökkent érték időtartama 0,1 s, akkor információértéke a bináris 0, ha 0,2 s, akkor bináris 1. Az 59. másodpercenél nincs moduláció, ami azt jelzi, hogy a következő negatív impulzusnál kerek perorérték következik. Egy percen belül az első 20 impulzus csak a másodpercek kijelölését végzi. A 21.-től az 58.-ig terjedő másodperc mező impulzusai hordozzák a dátuminformációt a megadott módon 0 vagy 1 bináris kódban. A modulációs kódrendszer lehetővé teszi az évszám, a hónap, a nap, az óra és a perc ill. másodperc digitális kijelzésait. (Bővebb adatok: Funktechnik 1974/19. szám, 727. oldal.) A moduláció ismeretével rendszerben, melyben a vivő nem válik zűrésű, limiterek alkalmazása lehetővé teszi a 77,5 kHz-es hordozófrekvencia moduláció-mentes leválasztását frekvenciaetalon létrehozására.

A frekvenciámérésnek az elektronikában sokféle módszere ismert. Az

amatőr gyakorlatban előforduló frekvenciámérési módszereket a használatukhoz szükséges mérőkészülékek bemutatásán keresztül ismertetjük.

A hang- és vidoofrekvenciás tartományban gyakori az RC-frekvenciámérők alkalmazása. Működési elve szerint többféle készüléket lehet megkülönböztetni, melyeknek azonban közös jellemzője, hogy egy kondenzátor vagy kondenzátor-sorozat frekvenciafüggő impedanciája biztosítja a frekvencia meghatározás lehetőségét. Az RC-frekvenciámérőkben a mérendő váltakozó feszültség esetleges erősítése után jelalakítás történik, melynek során azonos frekvenciájú, konstans amplitúdójú, négyszögfeszültség keletkezik. Ha a négyszögimpulzusok szélessége is állandó, akkor egyszerű integrálás útján előállítható a frekvenciával arányos egyenfeszültség vagy egyenáram, amit Deprez-műszer kitértésére lehet használni és az ismeretlen f_c frekvenciát a műszer lineáris skáláján lehet leolvasni. Az ilyen műszer méréstartományai a jó leolvashatóság érdekében dukálódikusan fognak át szélesebb frekvenciatartományokat.

Az ismertetett RC frekvenciámérő 10 Hz-től 1 MHz-ig is működhet, megépítésénél azonban nehézséget jelent, hogy minden méréstartományt külön kell hitelesíteni. A 18.20. ábrán bemutatunk egy 10 Hz – 1 MHz-ig működő integrált áramkörös RC-frekvenciámérőt, melynek működési elve az előzőekben ismertetett rendszertől különbözik. A legalább 60 mV, maximum 3 V effektív értékű bemenő feszültségből a T_1 – T_2 – T_3 tranzisztork négyszögfeszültséget állítanak elő, amit az IC-1 (SN 7413 N) Schmitt-trigger áramkör TTL-szintre alakít. Az IC-1 2 db Schmitt-triggerrel tartalmaz, melyek sorba vannak kapcsolva, így jelalakító-négyszögösítő határuk kétszerezve érvényesül. Az IC-1 6-os kivezetésén megjelenő TTL szintű négyszögfeszültség egy maximálisan 10^4 -szoros osztást biztosító, 4 db dekadikus osztóból (IC-3... IC-6) álló frekvenciaosztó hurok bemenetét vezérli. A K_1 kapcsoló különböző állásaiban az osztóláncból kivethető az f_c , az $f_c/5$ az $f_c/10$ és így tovább az $f_c/10^4$ frekvenciaérték. A K_2 kapcsoló állásával meg-

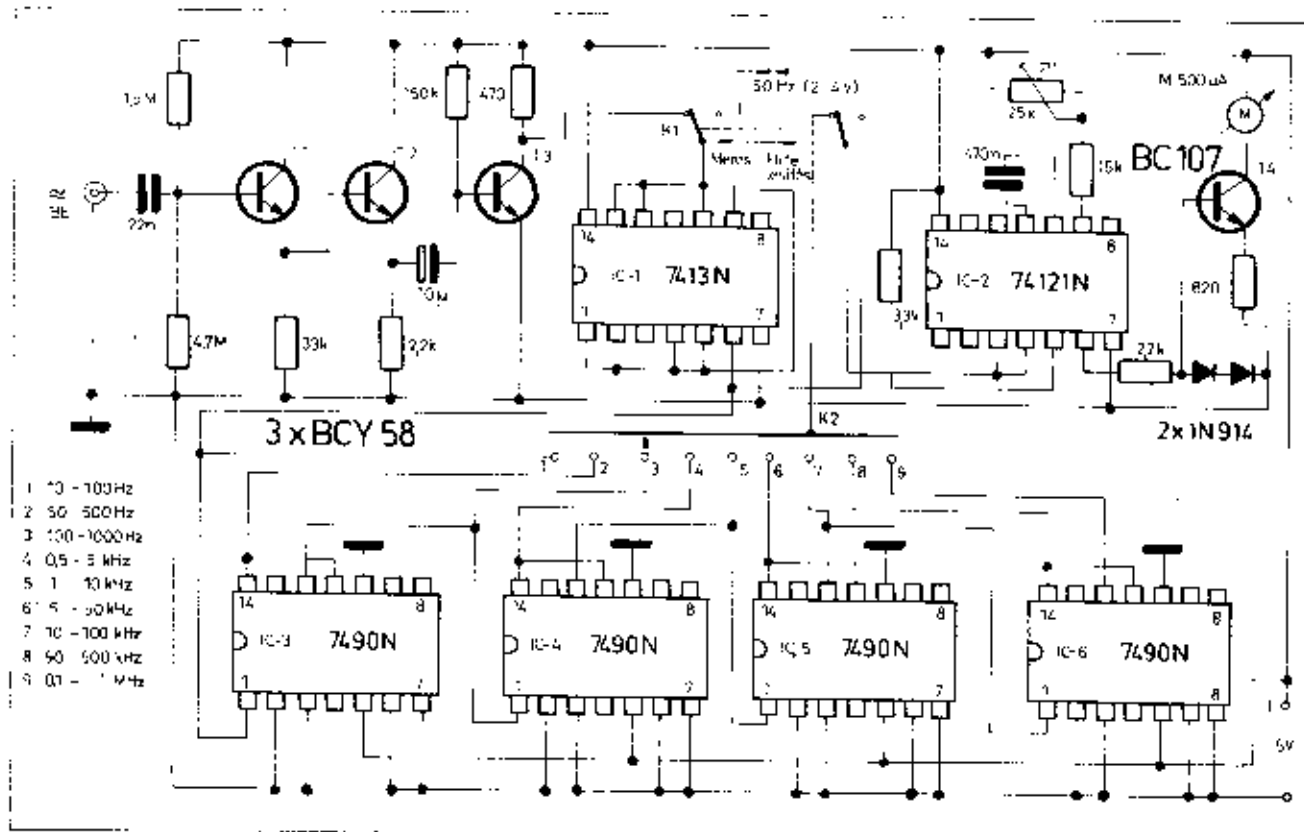


18.24. ábra. Keverő üzemű (heterodin) frekvenciámérő tömbvázlata

határozott osztási arányú TTL négyszögjel-sorozat az IC-2 (SN 74121 N) monostabil multivibrátor trigger-bemenetére kerül. Minden négyszögimpulzus lefutó negatív éléből egy pozitív impulzus keletkezik az IC-2 kimenetén (6-os láb), melynek időtartama a 10-11 kimenetűre kapcsolt kondenzátor kapacitásától és a tápfeszültségtől a 9. kivezetéssel összekötött ellenállás értékétől függ. Az így nyert pozitív impulzus áramgenerátort (T₄) vezérli, amelynek kollektorkörében található az f_c frekvencia értékét mutató M mérőműszer.

A kapcsolási rajzon (18.20. ábra) felüntetett RC-értékek mellett a P₁ potenciométer állításával biztosítható az az üzemiállapot, melyben az alapműszer a K_2 kapcsoló 1. helyzetében (frekvenciaosztás nélkül) 100 Hz bemenőfrekvenciánál végkitérőért mutat. Ebben az állásban 100-as osztási lineáris skálán 10 és 100 Hz közötti frekvenciaértékek mérhetők. Ha a bemenő frekvencia 100 Hz-nél nagyobb, akkor az osztólánc K_2 által választott részleges vagy teljes igénybevételelvel biztosítható, hogy a tényleges frekvenciámérő egységre (IC-2, T₄) mindig 10 és 100 Hz közé eső frekvenciaértékek négyszögimpulzusok jussanak. A K_1 kapcsoló 50 Hz-es hitelesítés végrehajtására szolgál. Atváltása esetén a trigger-rendszert (IC-1) 50 Hz indítja és a kimenőjelek közvetlenül a monostabil fokozattól (IC-2) vezérlik. Ennél a hitelesítésnél az M műszert skálaközépre (50°-ra) kell állítani. (A hitelesítést az éjszakai órákban célszerű végezni, mert a hálózati 50 Hz ekkor pontos értékű.)

A leírt frekvenciámérő működését az osztólánc maximális igénybevételénél 1 MHz-ig lehet kiterjesztani. Log-nagyobb előnye, hogy csak egy sávban, egyetlen frekvenciaértékre kell hitelesíteni, a többi frekvenciaértékhez önálló automatikusan hitelesítést tekinthető. A hitelesítés egyéb frekvencia-etalon hiányában 50 Hz-cel is elvégezhető és a működés időszakosan kontrollálható. A méréseket úgy kell elvégezni, hogy mindig a legnagyobb frekvenciaértékből visszafelé indulva kell megkeresni a K_1 azon helyzetét, amikor a frekvenciaérték jól leolvasható. A frekven-



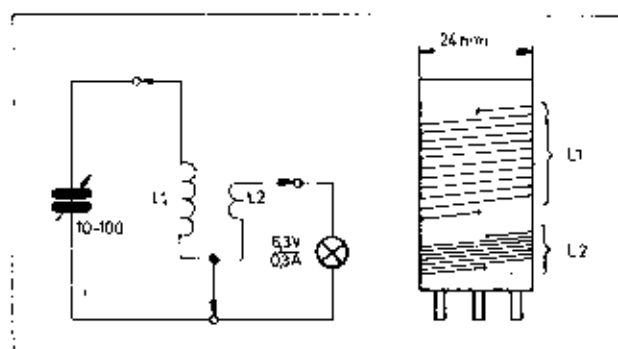
18.20. ábra. Szélessávú RF-frekvenciamérő kapcsolási rajza

Ha a fentiekben leírt mérést sok pontban elvégezzük, majd megtalálva a P_D maximális értékét, azt látjuk, hogy kisebb mint P_{Dmax} (katalógus-adat), akkor biztosak lehetünk abban, hogy nem mennek idő előtt tönkro a drága végérsítő csövek vagy nem „azaladnak” meg a drága tranzisztorokból készült végérsítő fokozatok. (Ez az oka egyébként annak a sokak által ismert jelenségnek, hogy a vág-

erősítő csövek anódja kisebb kivezérélnél izzik, majd nagy hangerőnél a vörösizzás megszűnik.) Ellenütemű fokozatoknál a mérést természetesen a két cső vagy tranzisztor együttesen felvett és leadott teljesítménye alapján kell számítani. Ez esetben az egy erősítő elemre megengedhető P_{Dmax} érték kötszeresét kell a szármításnál figyelembe venni.

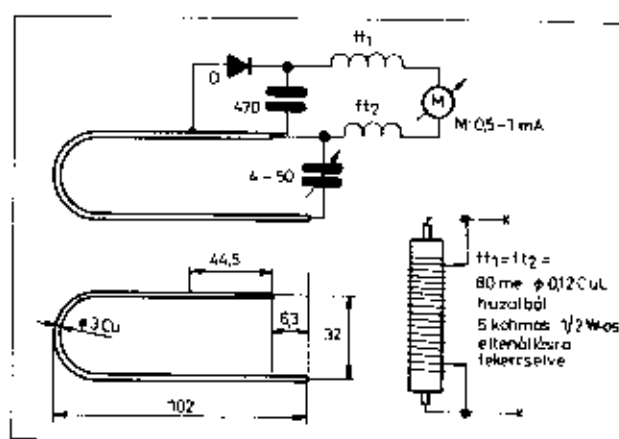
18.5. Frekvenciamérés

A frekvenciamérés az elektronikában, a nagyfrekvenciás technikában gyakran előforduló, fontos mérési feladat. A szinuszosan vagy a nem szinuszosan változó áramok vagy feszültségek legkisebb önmagát ismétlő részét periódusnak nevezzük. Ennek idő-



18.21. ábra. Abszorpciós frekvenciamérő kapcsolási vázlata és tekercsesadatai:

Frekvenciasáv: L_1 L_2
 1,5–4 MHz 112,6 μ H; 80 menet \varnothing 0,4 CuL huzalból
 4–12 MHz 15,8 μ H; 29 menet 8 menet \varnothing 0,7 CuL huzalból
 12–30 MHz 1,76 μ H; 6,5 menet 2 menet \varnothing 1 CuL huzalból



18.22. ábra. 65–230 MHz-ig működő rezonancia-indikátor (hullámmérő) kapcsolási vázlata és főbb alkotórészei



MÉRŐMŰSZERT A MIGÉRTNÉL!

között válogathat!

Egyenfeszültség- és egyenáram

méréshatárok: 0,1 — 0,5 — 2 — 10 — 200 — 500 —
1000 — 2000 V
50 — 500 μ A; 5 — 50 — 500 mA; 5 A

Váltófeszültség és váltóáram

méréshatárok: 2,5 — 10 — 50 — 250 — 1000 V
250 μ 2,5 — 25 — 2500 mA; 2,5 A

Ellenállás és kapacitás

méréshatárok: 1 Ohm 5 kOhm
10 Ohm 50 kOhm
100 Ohm 500 kOhm
1 kOhm 5 MOhm
10 kOhm 50 MOhm

100 pF 50 nF
10 nF 50 μ F
2,5

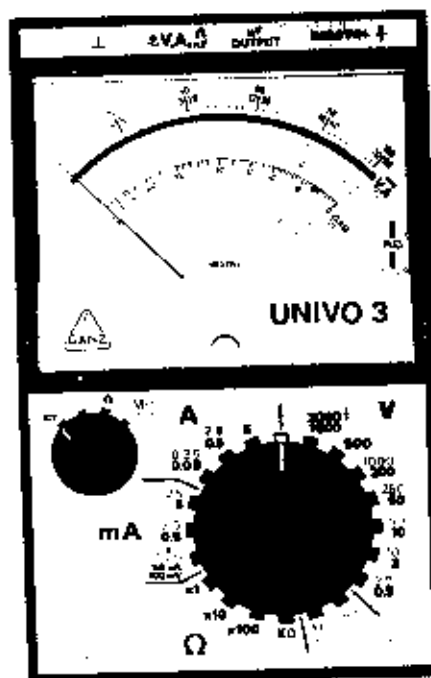
Osztálypontosság:

Skálahossz: 78 mm
Belső ellenállás: — egyenáramra — 20 kOhm/V
— váltóáramra — 4 kOhm/V

UNI 10 cip. univerzális mérőműszer

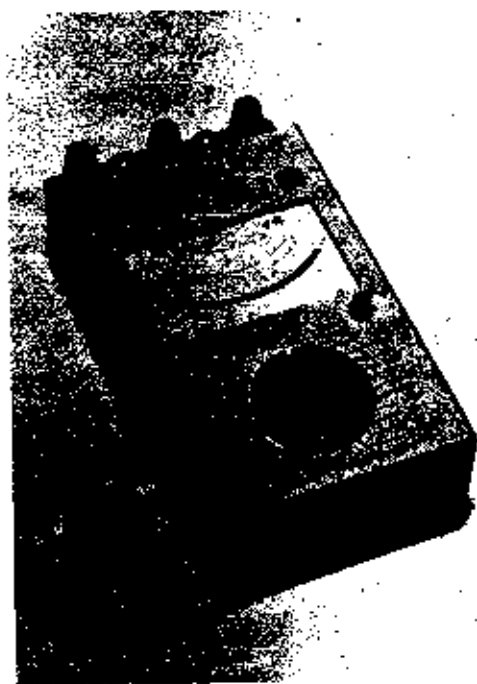
Méréshatárok:

100 mV — 1000 V egyenfeszültség 100 kOhm
2,5 V — 1000 V váltófeszültség 4 kOhm
100 μ A — 5 A egyenáram
250 μ A — 2,5 A váltóáram
10 kOhm — 10 MOhm ellenállásmérés



UNI 10

UNI 10





MŰSZER ÉS IRODAGÉP

Budapest VI., Népköztársaság útja 2.

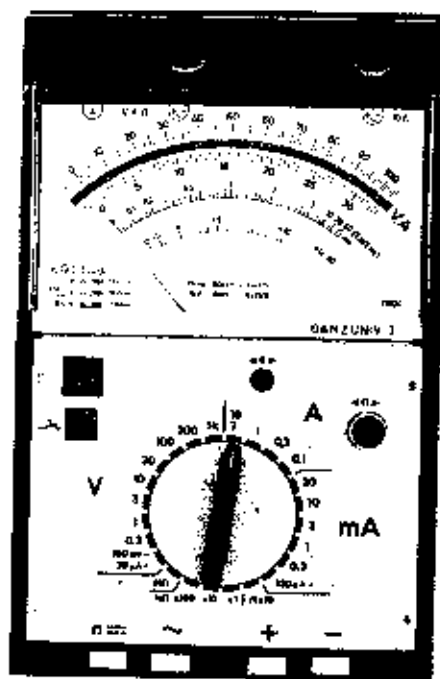
VÁSÁROLJON UNIVERZÁLIS A legmodernebb típusok

MŰSZAKI ADATOK

- Pontosság:** Egyenáram: $\pm 1\%$ a végkitérésre vonatkoztatva
Váltakozó áram (25...1000 Hz): $\pm 1,5\%$ a végkitérésre vonatkoztatva
- Ellenállás:** $\pm 1\%$ a skálahosszra vonatkoztatva
- Belső ellenállás:** Egyenáram: 31600 Ohm/V
Váltakozó áram: 5000 Ohm/V
- Frekvenciafüggés:** 0,3 V—300 V; 0,3 mA—0,3 A:
max. 1,5% a 10 Hz... 50 kHz tartományban,
3 V—300 V; 3 mA—0,3 A:
max. 3% az 50 kHz... 100 kHz tartományban,
1000 V; 1 A—3 A:
max. 1,5% a 10 Hz... 10 kHz tartományban.

MŰSZAKI ADATOK:

- Pontosság:** $\pm 2,5\%$ egyen- és váltakozó áramon, valamint ellenállásmérésnél a skála végértékére vonatkoztatva.
- Belső ellenállás:** 0,3 V... 30 V: 200 kOhm/V
100 V... 1000 V: 10 MOhm/V
- Méréshatárok:** — alapállásban: 50 μ A 100 mV
— egyen- és váltakozó feszültség: 0,3—1—3—10—30—100—300—1000 V
— egyen- és váltakozó áram: 0,5—5—50—500 mA és 5 A
— ellenállásmérésnél alapskála: 0—2 kOhm
szorzó állások: $\times 1$ — $\times 10$ — $\times 100$ — $\times 1k$ — $\times 10k$



GANZ UNIV 3

UNIVO
elektronik





*Mindig
felfrissít
egy
csésze*

ARANYKANNA KEVERÉK!

várást tesz lehetővé az alacsonyabb értékű állóhullám-arány-értékek tartományában.

A műszer hitelesítése

A műszer üzembehelyezése után először a nagyfrekvenciás generátor skáláját kalibráljuk egy hiteles szignálgenerátorral, vagy 1 MHz-es kvarcoszillátor felharmonikusával való üttetéssel.

Az eredeti készülék hangolható:

1. sáv 3 MHz-től 7 MHz-ig
2. sáv 6 MHz-től 15 MHz-ig
3. sáv 14 MHz-től 33 MHz-ig

A frekvenciaskála hangolása után a mérőműszer skálájának kalibrálása következhet. Valamely totoszögletes frekvencián a P_1 előlapra kivetett potenciométerrel állítunk be akkora nagyfrekvenciás generátorfeszültséget, hogy a K_1 kapcsoló 2. (normál) állásában a 200 μ A-es műszer végkitérést adjon szakadással, vagy rövidzárral lezárt mérőkapcsok esetén (teljes reflexió $r = -$). Ezután tisztán ohmos ellenállást képviselő, különböző értékű szén- vagy fémréteg-ellenállásokkal a mérőpontra csatlakozva létrehozuk az 1, 2, 3, 4 stb. állóhullám-arányokat, amelyeknek a helyét a műszer mutatója megjelöli a skálán.

A 18.2. táblázat mutatja, hogy mely állóhullám-arány értékekhez milyen ellenállásértékek tartoznak. A 6-8-nál nagyobb állóhullám-arány-értékek pontos kalibrációjának már nincsen jelentősége, mert azok az illesztések, amelyek 2-3-nál nagyobb állóhullám-arányt mutatnak, a gyakorlatban nem használhatók. Lényegesebb azonban az 1 és 3 közötti álló-

18.2. táblázat

r	R_1 (ohm) vagy	R_2 (ohm)
1	60	60
1,5	75	31,5
2	100	25
3	150	16,5
4	200	12,5
5	250	10
6	300	8,33

hullám-arányok pontos kalibrációja, mert ezek a használható illesztésekhez tartozó értékek.

Ezen kalibrációs műveletet el kell végeznünk a K_1 kapcsoló 3. (nyújtott) állásában is, de itt azt tapasztaljuk, hogy a műszer 3-3,5-es állóhullám-arány-értékeknél már végkitérést mutat. Ezen a szétnyújtott skálán az 1-hez közelálló értékek pontosabban leolvashatók.

A K_1 kapcsoló 1. állása azt a célt szolgálja, hogy a generátor feszültsége mérés közben is ellenőrizhető legyen. Ha ez a kapcsolóállás nem volna, úgy a műszer hitelességét (az u_c feszültség megfelelő voltát) csak a mérendő Z_x impedancia lekapsolásával tudnánk ellenőrizni, amikor is a

18.3. táblázat

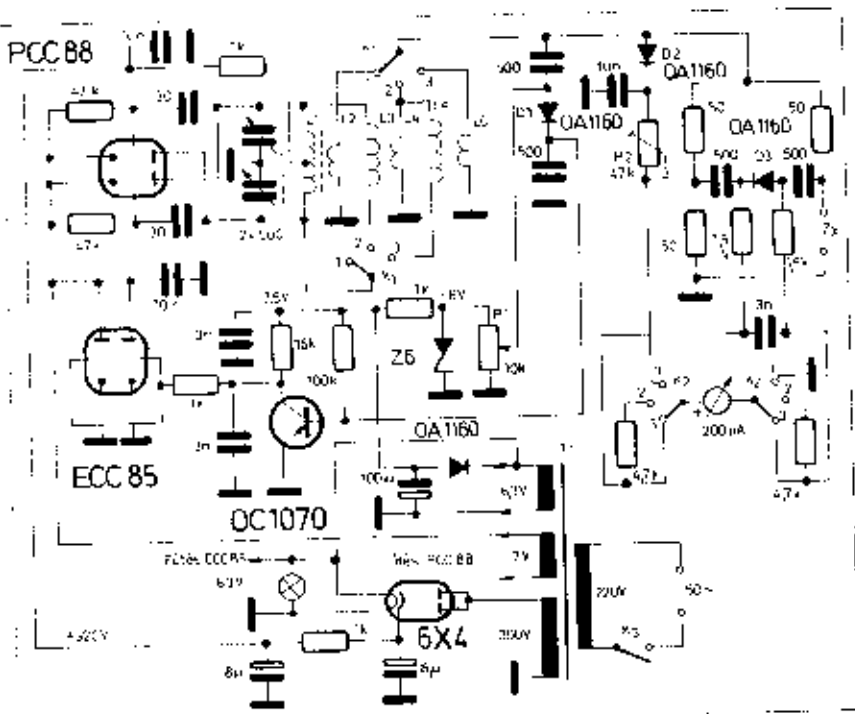
Tekercs	Induktivitás	Menetszám	Huzal	Megjegyzés
L_1	11 μ H	36	0,3 CuZS	vasmagon
L_2	-	4	0,8 CuZS	
L_3	9,2 μ H	26	0,8 CuZS	vasmag nélküli
L_4	-	8	0,8 CuZS	
L_5	0,45 μ H	10	1 CuAg	vasmag nélküli
L_6	-	8	0,3 CuZS	

Megjegyzés: Tekercsekési átmérő 3 mm. Vasmag mérete: $\varnothing 6 \times 15$ mm ferrit. Az L_1 tekercsen a megcsapolás közepe.

műszernek „normál” állásban végkitérést kell mutatnia. A P_1 trimmerpotenciométert olyan értékre kell beállítani, hogy a műszer végkitérést mutasson a kapcsoló 1. állásában akkor, amikor a 2. állásban is végkitérést mutat, nyitvahagyott vagy rövidzárt mérőkapcsok mellett.

Mechanikus felépítése

Az eredeti műszer egy 260 \times 180 mm előlapmértékű és 90 mm mély alumínium dobozban lett elhelyezve. A kapcsolók, a forgókondenzátor és az egyéb szerelvények az előlapra kerültek. Külön panel nem készült. A K_1 kapcsolóról a híd felé menő vezeték 50 ohmos koaxiális kábel. Lényeges az, hogy az R_1 , R_2 , R_3 ellenállások (a mérőhíd) és a hozzájuk kapcsolódó egyéb alkatrészek lehetőleg minél kisebb helyre legyenek összeépítve. Az eredeti készülékben a mérőhíd és szerelvényei egy 35 \times 45 mm méretű nyomtatott áramköri lemezre lettek felszerelve, az a lemezke pedig kb. 10 mm hosszú huzallal csatlakozik az Amphenol típusú koaxiális mérőcsatlakozóhoz. Az oszcillátor tekercseinek adatait a 18.3. táblázat tartalmazza.



18.52. ábra. Az állóhullámmérő készülék kapcsolási rajza

esetben a Γ reflexiós tényező értéke 1, a Z_x pedig tisztán képzetes (kapacitás, induktivitás, rövidzár vagy szakadás). A reflexiós tényező értéke tehát $\Gamma = 0 \dots 1$ között változhat.

A híd 2-3 pontjaira kapcsolt műszer közvetlenül méri a reflexiós tényező abszolút értékét.

$$u_{m1} = \frac{u_0}{2} \cdot |\Gamma|$$

Azért az abszolút értékét, mert mint egyszerű feszültségmérő műszer, a fázishelyzetet nem képes figyelembe venni.

Az illesztetlenség megadására a gyakorlatban nem a reflexiós tényező hanem az állóhullámarány (r) torjedit el. Az állóhullámarány és a reflexiós tényező között az alábbi egyszerű kapcsolat áll fenn:

$$r = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

Mivel ebben a képletben is a reflexiós tényező abszolút értéke szerepel, ezért a műszer skálája közvetlenül állóhullámarányban is hitelesíthető. Az állóhullámarány ideális illesztettség esetén ($Z_x = Z_0$) egységnyi. Teljes illesztetlenség esetén értéke végtelen. A mérőműszer skálájának bal oldalán tehát $r = 1$ érték ($u_{m1} = 0$), jobb oldalán, a végkitéréseknél pedig $r = \infty$ ($u_{m1} = u_0/2$) található.

Az állóhullámarány tulajdonképpen egy maximális és egy minimális feszültségérték hányadosa:

$$r = \frac{U_{max}}{U_{min}}$$

Reflexió esetén ugyanis a kábel hossza mentén (1) a haladó irányú és visszavert irányú hullámok helyenként erősítik, illetve gyengítik egymást, a kialakult fázishelyzetüktől függően. Ennek megfelelően a kábel egyes helyein feszültségmaximumok (u_{max}), illetve ezen pontok között feszültségminimumok (u_{min}) mérhetők (18.51. ábra).

A műszer leírása

Az impedanciamérő hidat egy PCC 88-as elektroncsővel kivitelezett ellenlitemű oszcillátor táplálja (18.52. ábra). Ennek frekvenciája egy 2×500 pF-os forgókondenzátorral hangolható. A 3...33 MHz-et felölelő teljes rövidhullámú sávot három tartományban fogja át. A legalacsonyabb frekvenciájú sáv rezgőköri tekercsre állandóan a körben van, míg a másik kettő ezzel kapcsolódik párhuzamosan, leoszkantva az eredő induktivitást. A híd táplálásához szükséges nagyfrekvenciás teljesítményt csatolótekercsekkel vezetjük ki az oszcillátorból.

A mérés érdekében szükséges az, hogy a híd tápláló nagyfrekvenciás feszültség szintje mind a hangolástól, mind pedig a sáv váltástól független legyen. Ez biztosítja ugyanis azt, hogy teljes reflexió esetén - rövidzárral vagy szakadással való lezárás esetén - a műszer mutatója a végkitérére álljon, illetve, hogy a mutatott állóhullámarány-értékek a valósággal egyezzenek.

A generátor kimenő nagyfrekvenciás feszültségének stabilizálását szolgálja az ECC 85 elektroncsővel és az OC 1071 tranzisztorral felépített vissza-

szabályozó áramkör. A D_1 jelű dióda indulási helyzetben - midőn a generátor kimenő feszültsége még nem érte el a szükséges nagyfrekvenciás szintet - záróirányban elő van feszítve a szintszabályozó P_1 potenciómóteren lévő feszültséggel. Áram tehát még nem folyik a tranzisztor bázisa felé. Ilyen indulási helyzetben a tranzisztor teljes mértékben vezet a negatív tápfeszültség és a bázis közé kapcsolt ellenálláson folyó nyitóáram hatására. Kollektorán és az ECC 85 cső rácásán a feszültség ilyen állapotban kb. -0.5 V. Ekkora rácselepfeszültség mellett ez a cső az anóda és a föld között nagyon kicsiny ellenállást képvisel, azaz a rajta keletkező feszültségecs csak 20-30 V. Ennek megfelelően az oszcillátoros PCC 88 anódfeszültsége a legnagyobb értéket veszi fel, mert a két cső egymással sorba kapcsolva csatlakozik a 320 V-os tápfeszültségre (Heising-moduláció).

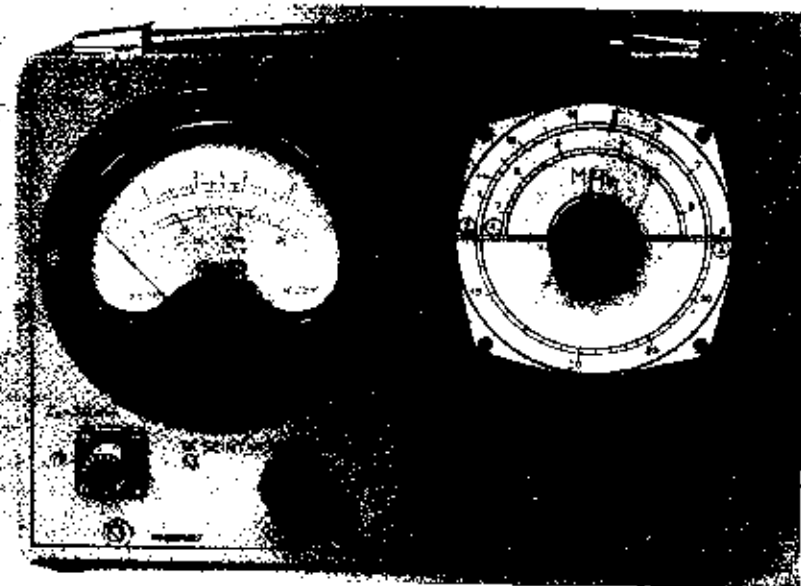
Midőn a készülék berendezése folytán a generátor nagyfrekvenciás kimenő feszültsége eléri azt a határt, amelynél a D_1 dióda a záróirányú statikus előfeszítés ellenére kinyit, pozitív feszültség érkezik a tranzisztor bázisára, amely semlegesíteni igyekszik a 100 kohm-on keresztül érkező nyitóáramot. A tranzisztor tehát kezd lezárni, aminek következtében kollektorának feszültsége negatív irányban mozdul el. Ez a negatív irányban megváltozó kollektorfeszültség egyben lezárni igyekszik az ECC 85-os csövet, azaz a csővön cső feszültség egyre nagyobb lesz. Az oszcillátor anódfeszültsége lecsökken, és lecsökken a kimenő nagyfrekvenciás szint is.

Ezen stabil visszacsatolási folyamat következtében beáll egy állandó értékű nagyfrekvenciás szint, amelynek értéke a D_1 dióda előfeszítésén keresztül a P_1 potenciómóterrel szabályozható. Ezzel a visszacsatolással elérhető az, hogy az oszcillátor kimenő feszültségének szintje sem a hangolás, sem a sáv váltás, sem pedig a különböző terhelést képviselő Z_x impedanciák rákapcsolásakor gyakorlatilag nem változik. A visszacsatoló rendszer a hálózat, illetve a tápfeszültség ingadozásait is kiküszöböli azért, hogy a D_1 diódát előfeszítő egyenfeszültség egy Zener-diódával (Z6) stabilizálva van.

A híd 2-3 pontjain megjelenő - az állóhullámaránnyal arányos - feszültséget a D_2 dióda egyenirányítja a 200 μ A-es műszer számóra. A műszer áramkörében lévő háromállású fokozatkapcsoló 1. állásban a műszer a generátor kimenő feszültségét méri a mérőhíd beláplálási pontján. A K_1 kapcsoló 2. állásban a „normál” jelzésű skálán olvasható le a mért állóhullámarány-érték. Ez a „normál” skála $r = 1$ és $r = \infty$ határok között van kalibrálva.

A kapcsoló 3. állásban „nyújtott” skáláról olvashatjuk le az állóhullámarány értékeit. Ez a skála $r = 1$ és $r = 3$ értékek között van kalibrálva, és így nyújtása révén pontosabb leol-

Állóhullám- aránymérő



Hetényi László HA 5 BK

A korszerű amatőr adókészülékek koaxiális kábellel csatlakoznak az antennához. Ezáltal elkerülhető, hogy az adótól az esetleg távol levő antennáig haladó tépivonal is sugározzon, amely sugárzás nagyrésze elvesz a közel levő építmények csillapításán. A koaxiális kábelek 60 ohm szabványos hullámellenállással készülnek. Nagyfrekvenciás energiavezetés céljára leggyakrabban az 50 ohmos és a 60 ohmos kábeleket használják, míg a 75 ohmos és 150 ohmos típusok a videó és mérőtechnikában használatosak. Magyarországon az 50 ohmos kábeleket használják energiatovábbításra.

Az alábbiakban ismertetésre kerül egy egyszerű mérőműszer az 50 ohmos koaxiális kábel és az antenna közötti illesztettség mérésére szolgál és közvetlenül a kábelben létező állóhullámarányt méri. A mérőhíd alapkapcsolását a 18.60. ábra mutatja. A nagyfrekvenciával táplált híd bal oldali ágát ohmos ellenállások képezik (R_1 és R_2). A jobb oldali ág felső tagja szintén ohmos ellenállás (R_3), míg alsó tagjaként a mérendő impedancia szolgál. Az R_1 , R_2 és R_3 ellenállásoknak

szükségszerűen csak tisztán ohmos komponenssel kell rendelkezniük a mérés frekvenciasávjában. Több ellenállás-gyártmányt megvizsgálva arra az eredményre jutottunk, hogy legmegfelelőbb a Rosenthal gyártmányú 1/4 W-os típus, de ugyanezek jól alkalmazhatók a Remix TRK-2 sorozat 1/4 W-os típusa, illetve 1/10 W-os darabjai is. Mindhárom ellenállás 50 ohmos, mint a mérendő kábelrendszer vagy antenna névleges hullámellenállása (Z_0). A rövidhullámú amatőrsávokra való tekintettel a működési frekvenciát 3 MHz és 33 MHz között választottuk meg. A hídát tápláló generátor a fenti határok között három sávban folyamatosan hangolható.

A mérőhíd elvi működése

A következőkben azt szeretnénk bemutatni, hogy a mérőhíd 2. és 3. pontjaira kapcsolt nagyfrekvenciás feszültségmérő mily módon méri közvetlenül az állóhullámarányt.

A mérőműszer a híd (2-4) és (3-4) pontjai közötti feszültségek különbségét méri. Az ábrán az u_{23} hídát tápláló generátor feszültségét jelenti. A 2-4 pontok közötti feszültség:

$$u_{24} = \frac{1}{2} \cdot u_G$$

mert az R_1 és R_2 ellenállások egymással egyenlő értékűek. A 3-4 pontok közötti feszültség az R_3 tisztán ohmos ellenállás és az ismeretlen Z_x komplex impedanciából adódik:

$$u_{34} = \frac{Z_x}{Z_x + Z_0} \cdot u_G$$

Ebben a képletben a Z_0 a rendszer hullámellenállása, értéke 50 ohm, tisztán valódi érték. Az u_{23} komplex feszültség, mert Z_x is tetszőleges komplex impedancia lehet. Az u_{23} valószínűleg választott feszültségértékhez képest tehát az u_{23} tetszőleges fázishelyzetet vehet fel a Z_x értékének megfelelően.

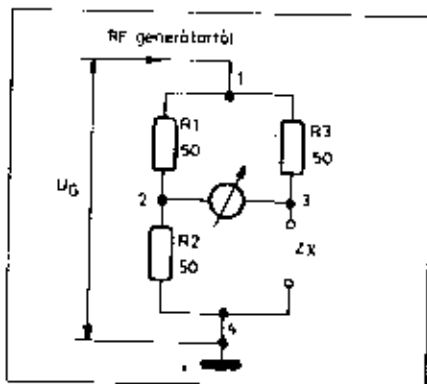
A két feszültség különbsége u_{23} (ezt mutatja a műszer):

$$u_{23} = u_G \left[\frac{Z_x}{Z_x + Z_0} - \frac{1}{2} \right] = \frac{u_G}{2} \cdot \frac{Z_x - Z_0}{Z_x + Z_0}$$

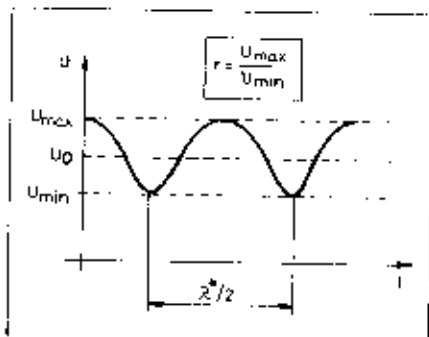
Ezen egyenlet utolsó tagja a reflexió tényezőnek nevezett mennyiség, amelyet az irodalom Γ -val, (gamma) jelöl:

$$\Gamma = \frac{Z_x - Z_0}{Z_x + Z_0}$$

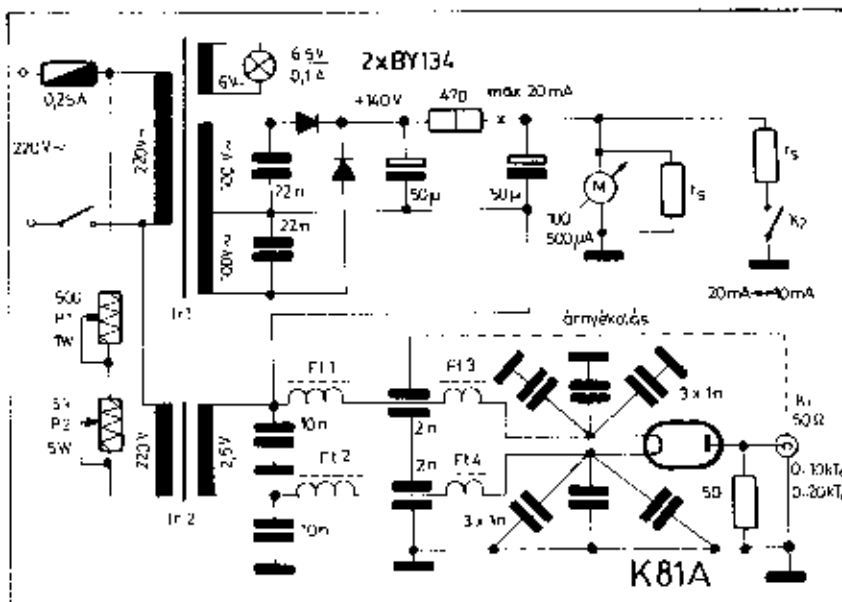
Ez a reflexió tényező megmondja azt, hogy a kábelre adott feszültségnek hányadrésze verődik vissza a végére helyezett Z_x lezárásról. Legkedvezőbb a helyzet akkor, ha a kábel végéről visszaverődés nincs, mert akkor a beadott teljesítményt a lezárás (antenna) teljes egészében elfogyasztja (elugározza). Ilyen esetben a reflexió tényező (Γ) értéke zérus, a lezáró ellenállás pedig tisztán ohmos és azonos a rendszer hullámellenállásával: $Z_x = Z_0$. Ezt az esetet illesztett állapotnak nevezzük. Maximális az illesztetlenség akkor, ha a kábelre adott teljesítmény teljes egészében reflektálódik. Ilyen



18.60. ábra. Az impedanciámérő híd elektromos felépítése. Az indukciós nagyfrekvenciás mérőműszerrel táplálják



18.61. ábra. A helytelenül illesztett kábelben állóhullámok keletkeznek. A feszültségmaximumok, illetve minimumok egymástól félhullámhosszra helyezkednek el a kábel mentén (l)



18.59. ábra. Szélessávú zajgenerátor kapcsolása

Skálafok:	100	78	61	42	27	20	16	13	10	7	4
SWR:	-	10	5	3	2	1,8	1,6	1,5	1,4	1,3	1,2

Mind a teljesítmény-, mind az SWR-skála készítésénél figyelembe kell venni, hogy a dióda-egyenirányítás nem lineáris, ezért a skála erősen torzul.

Rövidhullámú antennák esetében fontos mérőszám a talpponti ellenállás, mely rezonanciánál valós értékű. Ennek mérésére szolgál a 18.57. ábrán látható „Antennascop” elnevezésű nagyfrekvenciás mérőhíd. Az antenrezonanciát a híd tápláló generátor frekvenciájának változtatásával meg kell keresni, majd a P_1 potenciométerrel (csak szóróteleg lehet) a hidat ki kell nullázni. A P_2 az M. hídindukátor műszer érzékenységszabályozója, melynek árammentes helyzetében az antenna talpponti ellenállása azonos a P_1 ellenállásértékével. A kapacitássegőnyen szerelt, árnyékoltan felépített egyszerű segédoszték jó szolgálatot tesz antennák vizsgálatánál. A P_1 hitelesítése úgy is megoldható, hogy tiszta ohmos ellenállásokkal lezárjuk a hidat és a kiegyenlítői helyzetben odairjuk értéküket. A hidat GDO-val lehet táplálni a csatolótekeresem keresztül, vagy B. melegpontját szignálgenerátorral kibelen át. Kifogástalan felépítés mellett az antennascop még 150 MHz-on is működik. Ebben az esetben a P_1 potenciométer fémserlegét el kell távolítani.

Hasonló felépítésű, de differenciál-kondenzátor kiegyenlítésű radiofrekvenciás mérőhíd kapcsolási rajza látható a 18.58. ábrán. Impedanciamérési tartománya 5–400 ohmig terjed, ha a differenciál-kondenzátor 10–160 pF között változtatható (oly módon, hogy ha az egyik oldal 160 pF, akkor a másik 10 és fordítva). A hidat pár volt nagyfrekvenciás feszültséggel kell táplálni. Működési frekvenciatartományja: 3,5–50 MHz. Hitelesítése ugyancsak hiteles ellenállások mérésén keresztül történik. E mérőhíd elnevezése amatőr folyóiratokban: Makromatch. A Z_0 impedanciával hangoló elemek is sorbakapcsolhatók a zavaró reaktanciák kiegyenlítésére.

A tárgyalt radiofrekvenciás mérések elsősorban adóberendezések és antennák vizsgálatához készültek. Vevőkészülékek minősítéséhez gyakran használnak zajgenerátorokat az ún. zajszám méréséhez. A mérések elvének részletes ismertetését illetően az irodalomra utalunk (RT Évkönyv 1972/103. oldal).

Szélessávú fehérzajt előállító generátorokat félvezető és vákuumdiódákkal lehet készíteni, mert ezek tartományba tartozó anódáramának konstans amplitúdó-eloszlású zajáramot termel. A gyakorlatban a wolfram-

szálas vákuumdiódák alkalmazása terjedt el azelőtt.

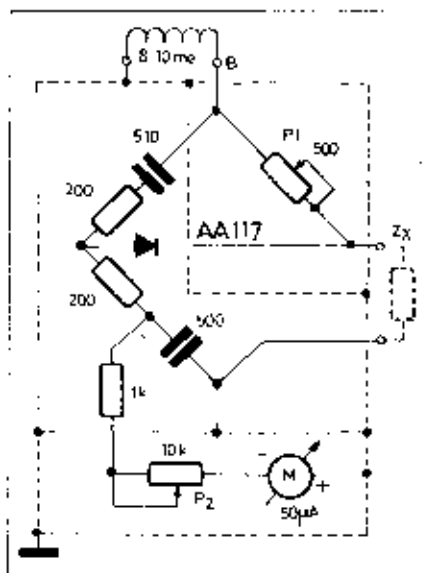
A wolframszálas dióda I_a anódáram egy R ellenálláson átfolyva az alábbi képlettel kifejezett zajteljesítményt hozza létre 1 Hz sávzálességre vonatkoztatott kT_0 egységben:

$$P_z \approx 20 \cdot I_a \cdot R [kT_0]$$

ahol az I_a -t amperben és az R-et ohmban kell behelyettesíteni. Az R-et 50 ohmnak választva 1 mA anódáramnál a teljesítmény 1 kT_0 , illetve ahány mA anódáramot állítunk be a diódán a fűtőfeszültség változtatásával, annyi kT_0 , lesz az 1 Hz sávzálességre eső zajteljesítmény.

A vevőkészülék mérése úgy történik, hogy csővoltmérővel magnézium kimenetén megjelenő zajfeszültséget, majd a zajgenerátorból impedanciaillesztés mellett ($R_a = Z_{be}$) annyi zajteljesítményt adunk a bemenetre, hogy a kimeneti zajfeszültség 1,41-szerese legyen az előbbi értéknek. Ebben az esetben kétszeres a kimeneti (és a bemeneti) zajteljesítmény is. A zajgenerátor csopont annyi zajt ad a vevő bemenetére, mint annak a saját zaja, ezért a vevő saját zajteljesítményét lehet olvasni (illetve 50 ohmnál számértékben azonos a zajdióda mA-ben mért áramarányával).

A mérések elvégzésére alkalmas zajgenerátor kapcsolási vázlatát a 18.59. ábrán mutatjuk be. A készülék központi eleme a Valvo gyártmányú K 81 A zajdióda, amely 50 ohmos ellenálláson maximum 20 kT_0 zajteljesítményt termel 20 mA anódáram-felvétel mellett. Az anódáramot a fűtőfeszültség változtatásával állítjuk be. A készülékben 2 db transzformátor található. A Tr_1 az anódáramot a fűtőfeszültséget, a Tr_2 pedig potenciométeres előtétellenállás szabályozással a fűtőfeszültséget. A 4 db fűtőkör nagyfrekvenciás fojtótekereset 2,5 A ártengedéssre kell méretezni. A feszültség esés darabonként 100–125 mV lehet. A zajdióda fűtőszála 3-3 lábon van kivetve, ezek mindegyikét hidegíti a 2x3 db 1 nF-os kondenzátor. A zajdiódát árnyékoltan kell szerelni a rajz szerint. A tápfeszültség-ellátásba sorosan beiktatott árammérő végkitérése a K_1 állástól függően 10 vagy 20 mA anódáramnak felel meg, ezért zajgenerátorunk zajteljesítménye 0–10 kT_0 , és 0–20 kT_0 , között változtatható, illetve a mérések ebben a tartományokban végezhetők. A mérések (ismételt hangszólyoznak) csak illesztett esetben igazak, azaz esetünkben 50 ohm bemenő ellenállású vevőkészülékkel.



18.57. ábra. Az „antennascope” típusú nagyfrekvenciás mérőhid kapcsolási rajza

gy kell az emitterköri potenciométerrel beszabályozni, hogy az 1 mA érzékenységu 100° osztású M alapműszer végkitérést mutasson. A K₁ átváltása után leolvassuk az M-en mutatott értéket fokban (%-ban), majd az SWR értéket kiszámítjuk. Ha pl. a második esetben a leolvasott érték 25°, akkor:

$$SWR = \frac{100 + 25}{100 - 25} = \frac{125}{75} = 1,66$$

(illetve 1,66:1).

A „Millimatch” közép- és mérővezetőjének hossza a frekvenciától és az RF-teljesítménytől függ. A megadott méretek mellett 3,5–28 MHz között lehet méréseket végezni pár watt teljesítmény mellett. A készülék beállítása úgy történik, hogy a névleges hullámmellenállással (indukciómentes ellenállás!) le kell zárni, meg kell teljesítménnyel hajtani és addig kell változtatni az MV₁ vagy MV₂ helyzetét, míg a reflektált feszültség zérus vagy nagyon kicsi nem lesz. A beállítást mindkét oldalra el kell végezni, a hajtás és a lezárás ciklikus cseréjével.

Nagyfrekvenciás teljesítménymérésre előnyösen alkalmazhatók a műantennáknak nevezett tiszta ohmos ellenállások. A műantennát rákapcsolva a rádiófrekvenciás berendezésre (adóra), megmérjük a rajta keletkező feszültség effektív vagy csúcsértékét és a teljesítményt kiszámítjuk:

$$P = \frac{U_{eff}^2}{2R} = \frac{U_{cs}^2}{R}$$

Műantennát közvetlenül fémrétteg- vagy tömörellenállások kombinációjából kell összeállítani, mert a huzal-ellenállások saját induktivitása a mérést meghamisítja. A 18.54. ábrán

bemutatott egyszerű segédkészülékben 80 W tarthatóságú, eredően 50 ohm ellenállású, feszültség-, illetve teljesítménymérővel egybeépített műantenna kapcsolási vázlatja látható. (A 40 db 610 ohm 2 W-os ellenállást a rajz szerint összekapcsolva eredően 51 ohmot kapunk.) Az ellenállásokat előszerű szellőzéssel (esetleg motoros ventilációval) ellátott fémdobozzal árnyékolni. A beépített feszültségmérő ekálója W-ban is hitelesíthető. A rendszer hitelesítése pontos rádiófrekvenciás feszültségmérő alkalmazásával és számítással történhet a $P = U^2/R$ képlet felhasználásával. 100 W-os adóval meghajtva a műantennát, 63 V effektív feszültséggel kell mérni a hitelesítő műszerrel a káposain és ebben az állásban kell a műszert véghelyzetbe állítani (80 W) a trimmer-kondenzátorral és a beállító potenciométerrel. A skála többi pontjai pontonkénti hitelesítéssel, esetleg számítással vehetők föl.

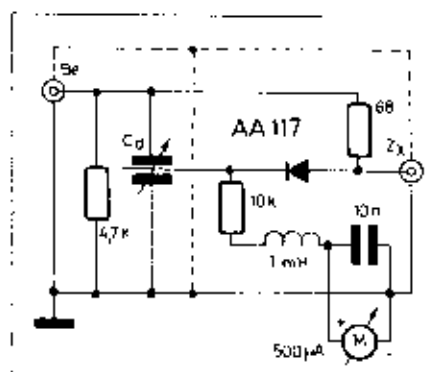
Az SWR-mérők (állóhullámarány-mérők) teljesítmény-dimenzióban is kalibrálható. Ebben az esetben alkalmazott alaplmszer ekálójáról az előremenő és a reflektált feszültség hullám teljesítményét lehet leolvasni. A 18.55. ábrán bemutatjuk egy SWR-mérőből kialakított 100 W-os rádiófrekvenciás teljesítménymérő kapcsolási vázlatát. A kettős iránycsatoló kivitali formája kissé eltér a 18.53. ábrán láttaktól, de elvileg ugyanúgy működik. A kapacitív csatolást kondenzátorokkal (C₁–C₂) lehet beállítani, az induktív csatolása pedig a ferrit-gyűrűn

I _x (µA):	200	180	170	155	145	125	105	85	65	40	20
P(W):	100	90	80	70	60	50	40	30	20	10	5

A rajz szerinti árnyékolásokkal elkészült teljesítménymérőt ohmos lezárással és rádiófrekvenciás teljesítménnyel való meghajtással mindkét oldalról be kell szabályozni, hogy a saját SWR-értéke a lehető legkisebb legyen. Ezután ismét kétoldali 100 W teljesítménnyel való meghajtással és ohmos lezárással a P₁ és a P₂ potenciométerekkel be kell állítani a 100 W teljesítménnyel való műszer-végkitérést. A közbenső értékeket is fel lehet venni, ha a kisebb teljesítményértékek valamilyen más módon pontosan megmérhetők. Ez a mérőkészülék folyamatos üzemre is alkalmas, azaz állandóan be lehet iktatva az antenna tápvezetékbe. A hitelessége csak arra a hullámmellenállásra igaz, amivel a kalibráció történt. A műszer természetesen az SWR-érték mérésére is használható. Legyen pl. 80 W (170°) az előre menő

Skálajel:	100	85	78	68	50	44	37	29	19	
P (W):	160	120	100	80	60	50	40	30	20	10

SWR-mérésnél a P₁–P₂ szabályozással elérhető, hogy az M₁ műszer 15–150 W közötti bármilyen előremenő teljesítménnyel végkitérést, azaz 100°-ot mutasson. Az M₂ műszer ebben az esetben a reflektált teljesítményt az



18.58. ábra. Rádiófrekvenciás impedanciámérő hid kapcsolási vázlatja

keresztül jön létre, melyen 35 menetes tekercs (L₀) nyer elhelyezést. A nagyfrekvenciás ferritgyűrűn átbuzott közepvezető azért árnyékoltt (de csak az egyik végén földelt!), hogy itt kapacitív csatolás ne jöjjön létre, csak induktív. Ily módon az L₀ tekercsset lezáró 10 + 10 ohmos ellenállásokon létrejön a kívánt induktív komponens, mégpedig ellentétes fázisban, ami a kettős iránycsatoló működéséhez szükséges. A 200 mikroamperes műszeren leolvasott áramértékek hitelesítés után az alábbi teljesítményértékeknek felelnek meg:

és 20 W (85°) a reflektált teljesítmény mért számértéke. Ekkor az SWR-érték:

$$SWR = \frac{170 + 65}{170 - 65} = 2,23$$

Hasonló módon működik a 18.56. ábrán látható, 2–30 MHz között működő 150 W-os teljesítménymérő, de használata kényelmesebb. Egyézt két alapműszere van, így a direkt és a reflektált teljesítmény egyszerre látható. Működését beépítésre került egy 2×25 kilohomos „sztereo” potenciométer (P₁–P₂) az SWR-mérés egyszerűsítésére. Az előzők szerint a hitelesítést (és később a teljesítménymérést) mindig úgy kell végezni, hogy a P₁–P₂ teljes ellenállásértékével hatásoa legyen.

Az 50 µA érzékenységu 100° osztású műszerskala teljesítményértékei:

Skálajel:	100	85	78	68	50	44	37	29	19	
P (W):	160	120	100	80	60	50	40	30	20	10

M₁-hez viszonyítva mutatja. Mivel az M₂ mindig végkitérésnek mutatja az előremenő teljesítményt, az M₁ skálával is ellátható az alábbiak szerint:

és árammérő műszerek az R.H.-tartományban (3–30 MHz) használhatók.

Az antennák irányító hatásának ellenőrzéséhez és az illesztések optimumának megkereséséhez térorösségmérés indikátorokat lehet használni. E célra a 18.21. ábrán megadott abszorpciós frekvenciamérő is használható. A 18.51. ábrán látható egyszerű térorösségmérés tulajdonképpen egy segédantennával táplált frekvenciamérő, de lámpaindikátor helyett dióda demodulátora van, melyhez az indikátorműszert tranzisztoros erőfőtvel illesztjük. A műszeres indikáció előnye, hogy különböző térorösségértékek számszerűen összehasonlíthatók. Az I₁ alkalmasan megválasztott dugaszolható, vagy egyásvos kivitelben fixan rögzített tekercsből és a 68 pF-dal sőtölt 50 pF-os forgókondenzátorból álló rezgőkör azok sávjában, de nyújtva hangolható. A szelektivitást a nagyimpedancia detektorrendszer biztosítja. A forgókondenzátor skálája közvetlenül frekvenciában is hitelesíthető.

A készülék más felhasználási területe a zavaró sugárzások felkutatása (pl. adókészülékekben). Ennek érdekében kisméretű csatolótekercset kell készíteni, ami koaxiális kábellel csatlakozik a segédantenna helyére. A tekercs mozgásával a zavaró sugárzások helye és iránya meghatározható. A bemutatottnál érzékenyebb térorösségjelzőt a demodulátor előtti nagyfrekvenciás erőfőt alkalmazásával lehet csak készíteni. A bemutatott készülék szelektivitása és érzékenysége is fokozható kisebb mértékben. FET-tranzisztoros illesztő fokozattal és a tekercs jóságának növelésével.

R.H.-adók működésénél két fontos paraméter a rádiófrekvenciás teljesítmény nagysága és az illesztetlenség

foka, ami az állóhullám-arány (SWR = Standing Wave Ratio) jellemző. A teljesítményoptimum eléréséhez pontos illesztést kell használni, mert rosszul lezárt, rosszul illesztett tápvonalnál a vonalvégről való visszaverődés (reflexió) miatt állóhullámok lépnek fel, s az adó energiáját a sugárzó (az antenna) nem tudja felvenni.

Az állóhullám-arányt (az SWR mérőszámát) a tápvonal (antennakábel) mentén fellépő legnagyobb és legkisebb feszültség hányadosa adja meg:

$$SWR = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}$$

Ha feltételezzük, hogy a tápvonalon egyidejűleg jelen van egy U_d amplitúdójú, a terhelés felé haladó (direkt) feszültség és egy U_r amplitúdójú reflektált feszültség, akkor ezek összege és különbsége adja meg a tápvonalon kialakuló feszültségmaximumot és minimumot, amiből az SWR-re az alábbi kifejezés adódik:

$$SWR = \frac{U_d + U_r}{U_d - U_r}$$

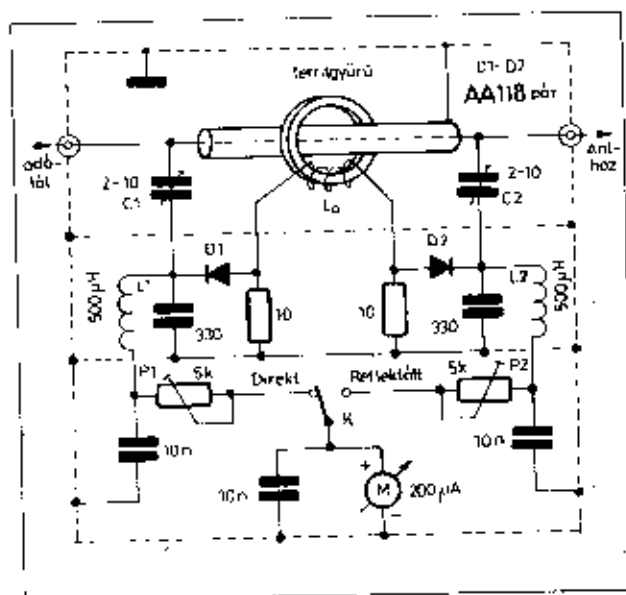
Az SWR számértéke optimális, illesztett esetben 1, mert U_r = 0. Minden más esetben az SWR-érték 1-nél nagyobb.

Az SWR-érték meghatározásához az előzőek szerint mérni kellene a tápvonalon levő direkt és reflektált feszültség-hullámok amplitúdóját vagy azzal arányos számértéket. Figyelembe véve az adott irányban haladó feszültség-hullám amplitúdója iránycsatolóval mérhető. Ha ugyanerre a vezetékra két darab ellentétes működésű iránycsatolót helyezünk el, máris

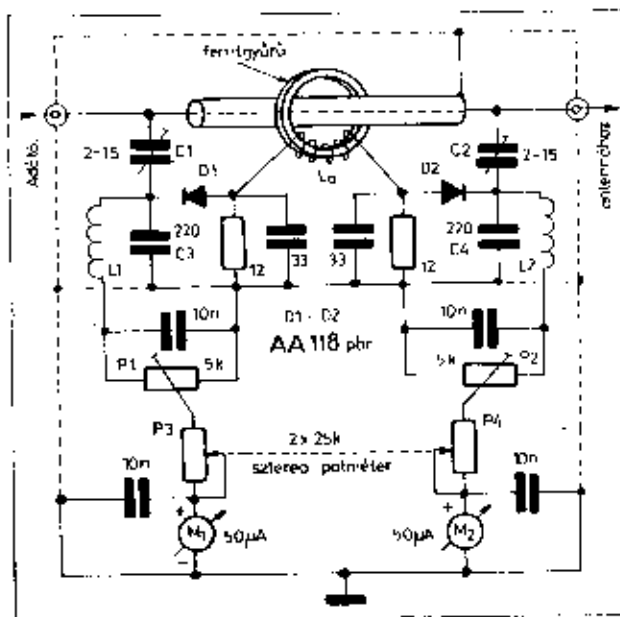
rendelkezésre állnak az állóhullám-arány meghatározásához szükséges mérési adatok. Ez utóbbi alapvető, mely valamilyen változatban a legtöbb állóhullám-arány-mérőben megtalálható, szemlélteti a 18.52. ábra. A tápkábellel azonos hullámellenállású koaxiális kábellel a közpvezetőjével párhuzamos csatolóhurkot helyeztünk el. A hurok és a közpvezető kapacitív és induktív áton csatolt. A kétféle csatolásból származó áramok a közpvezetőben folyó áram irányától függetlenül vagy gyengítik egymást. Megfelelő kialakítás mellett elérhető, hogy az egyik mérőkörben csak az előremenő, a másikban pedig csak a reflektált hullám amplitúdójával arányos feszültség keletkezik, melyeknek azonos dimenzióban mért értékeiből az SWR-érték kiszámítható.

A 18.53. ábrán bemutatjuk az amatőr irodalomban „Millimatch” néven ismert állóhullám-arány-mérő egyik változatának kapcsolási vázlatát és a kettős iránycsatoló szerkezeti rajzát. A bemutatott készülék 50 ohm hullámellenállású, 75 ohm-nál a mérővezeték (MV₁–MV₂) végeit lezáró 150 ohmos ellenállásokat 100 ohms csatlakoztatjuk. A közpvezető 8 mm átmérőjű rézdrótból vagy csőből készül. Az MV₁ és az MV₂ iránycsatoló mérővezetékét 1,5 mm vastag merev drótból (pl. kerékpárküllőből) kell elkészíteni. A közpvezetőt két oldalról szalagok árnyékolják, a mérővezeték a szabadon hagyott másik két oldalon helyezkednek el, a megadott kis vezetési anyagból (pl. akrilból) készülő távolságtartók bevégezésiben. Távoloságuk a közpvezetőtől 5–6 mm. Elhelyezésüknél gondosan ügyelni kell a szimmetriára és a párhuzamosra.

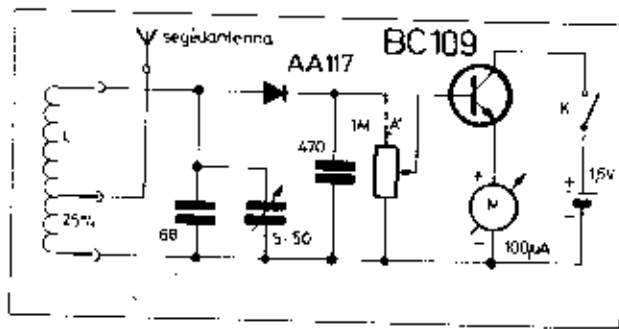
Mérésnél, a K₁ kapcsoló „Direkt” állásában, a T tranzisztor erőfőtését



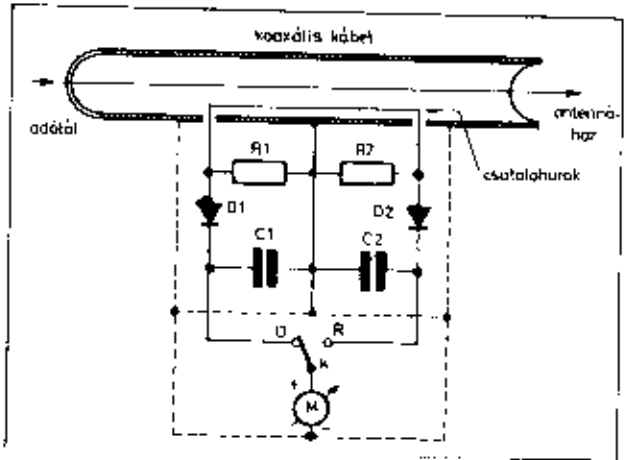
18.55. ábra. 100 W mérőhatárú nagyfrekvenciás teljesítménymérő kapcsolási vázlat



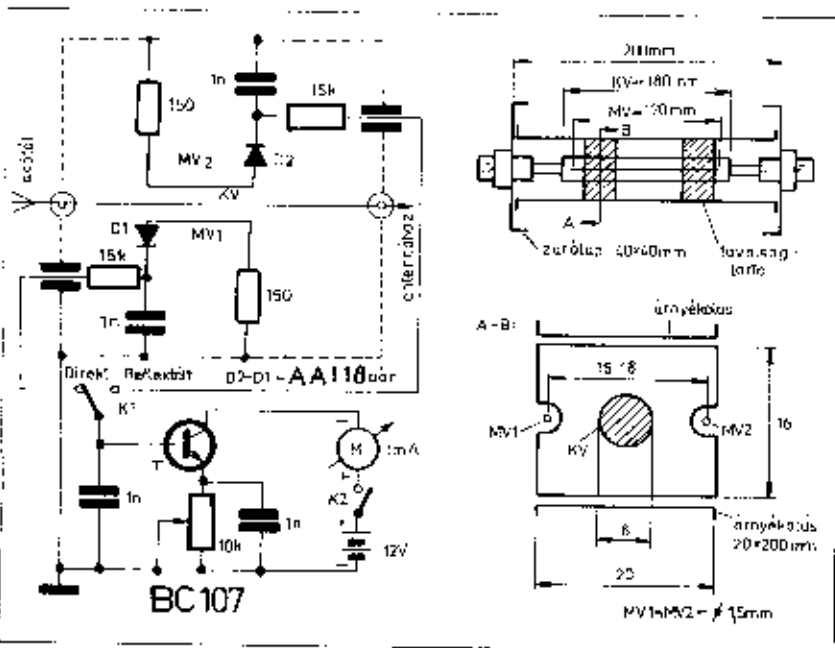
18.56. ábra. 150 W mérőhatárú teljesítménymérő és állóhullám-arány- (SWR) mérő kapcsolási vázlat



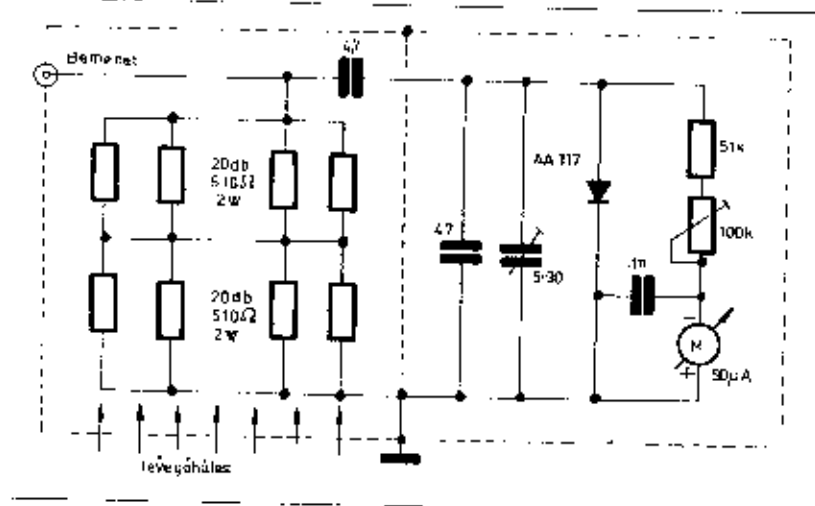
18.51. ábra. Szелеktív teljesítmésmérő kapcsolási vázlatja



18.52. ábra. Az állóhullámarány-mérés egyik alapelve



18.53. ábra. Milliméteres típusú állóhullámarány (SWR) mérő kapcsolási rajza és szerkezeti rajza



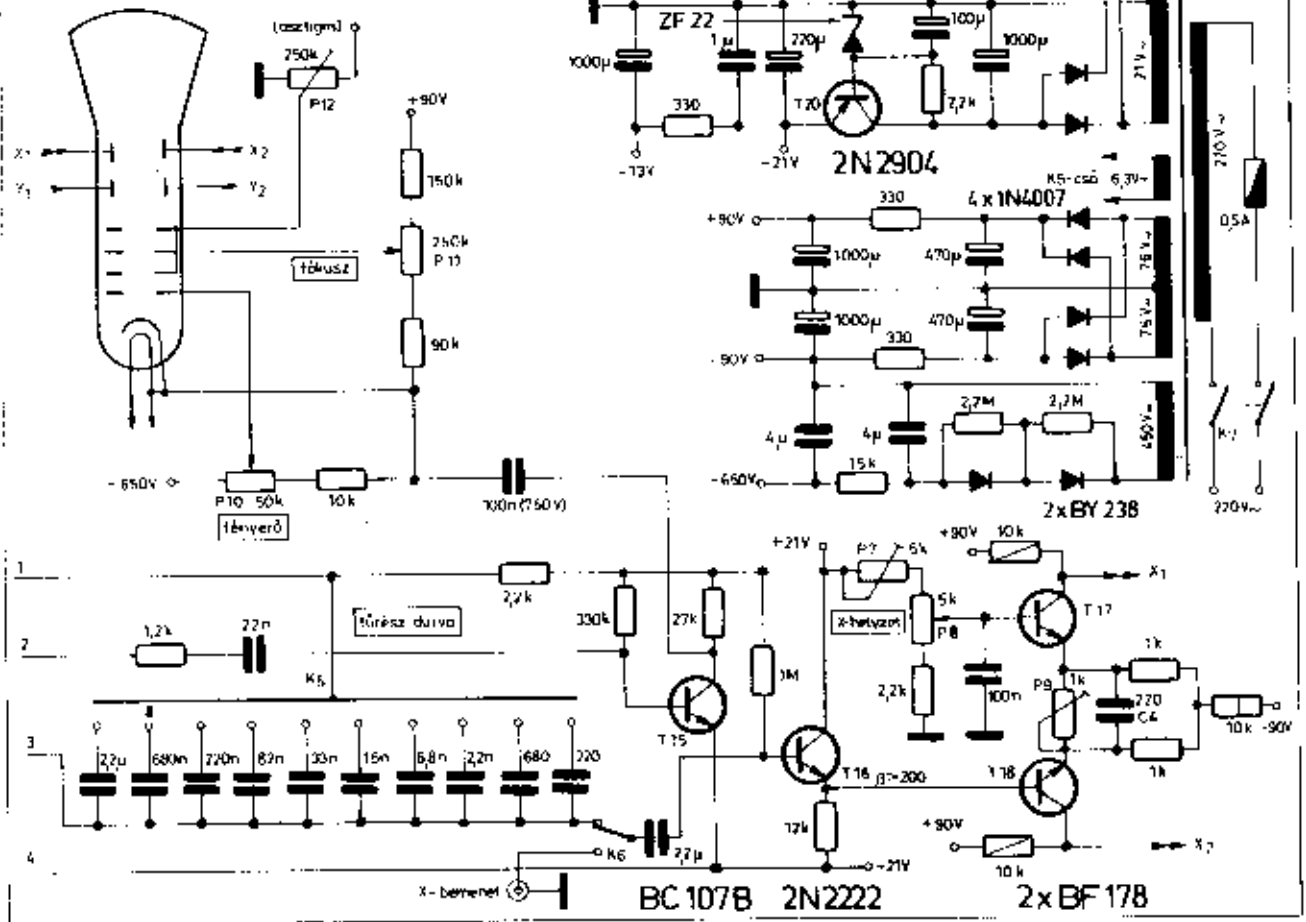
18.54. ábra. Rádiófrekvenciás teljesítmésmérő (80W/50 ohm) mérőantenna formájában

felmelegíti a belső forrasztási pontot, melyen villamos feszültség keletkezik. A keletkezett feszültség a hőelvezetőmennyel s ezen keresztül az átfolyó áram négyzetével arányos, aminek következtében a leolvassásra használt érzékeny alapműszer skálája nem lineáris, a kisebb értékek erősen nyomottak. Ha a végkitérés 3 A, akkor kb. 0,8–1 A az az érték, amit a műszer még kielégítő pontossággal mutat.

A legtöbb esetben az áram abszolút értéke nem is fontos, csak a relatív változása, hogy a kihangolási maximumok jól érzékelhetők legyenek (pl. antennaáram mérés). Ilyen esetekre szolgáló egyszerű árammérő eszközök a 18.49. ábrán láthatók. Az a változatnál soros ellenálláson eső feszültséget mérünk, aranytűs dióda egyenirányítóval. A műszer végkitérése pár 100 mV feszültségmérőnél lehet elérni. A műszer skálája itt sem lineáris. Az ohmos ellenállás miatt a mérésnél bizonyos teljesítményvesztést számításba kell venni. Ez utóbbi szempontból kedvezőbb a b magoldás, melynél nagyfrekvenciás ferritanyagból készülő, gyűrű alakú vasmagon elkészített áramváltót használunk. Az áramváltó szokványos tekercsen keletkező feszültséget dióda egyenirányítóval ellátott műszer méri.

Nagyfrekvenciás feszültségeket dióda-egyenirányító bemenetű műszerrel lehet mérni. Ezek leggyorsabb változatai csak passzív áramkörti elemekből vannak összeállítva. Praxiszabb készülékekben a diódás egyenirányító után különféle egyenáramú erősítőket is alkalmaznak. A 18.50. ábra a változata tapogató szonda formájában kivitelezett nagyfrekvenciás feszültségmérő. Ha a műszer 50 (100) mikroamperes, akkor a végkitérés 10 (20) V effektív értékű feszültség. A szonda használatánál vigyázni kell, mert a dióda zárófeszültsége alacsony (100 V) s ezért túlterhelésnél tönkro megy. Használata tranzistoros adóknál előnyös. A b változatot koaxiális antennakábelbe lehet beiktatni az antennára adott feszültség mérésére. A K kapcsoló váltásával a 20 V-ra hitelesíthető alpméréshatár 100 V-ra bővíthető. Az utóbbi műszer kis impedanciás kivitele miatt szélessávú, de a fogyasztás különösen a 100 V-os mérés határban jelentős. A bemutatott feszültség-

DG 7-113F



A fűrészgenerátor gyakorlatilag azonos a 10 MHz-es elektronsúvós oszcilloszkóp fűrészgenerátorával. A T_{15} és T_{16} tranzisztorok szabadonfutó multivibrátor-kapcsolásban működnek. Az időzítést meghatározó, a K_5 kapcsolóval kiválasztott kondenzátort a T_{14} áramgenerátor kapcsolású tranzisztor súti ki. A kisütőáram, illetve a fűrészfrequencia folyamatos változtatása a P_2 potenciométerrel történik. A szinkronizálást a T_{17} emitterpontjához vezetett impulzusok végzik. A T_{18} tranzisztor a visszafutást kioltó impulzust erőlteti, illetve illeszti az elektronsugárcsőhöz.

A készülék feszültségellátó rendszere a kapcsolási rajzon jól áttekinthető. A +13 és a -13 V-os feszültségeket elektronsúvósan stabilizáljuk (T_{19} - T_{20}). Az elektronsugárcső gyorsító feszültsége két részből tevődik össze, a -650 V-os külön tápfeszültségből és a lemezpárok csatlakozási pontján uralkodó +40...+45 V-os feszültségértékből. A bemutatott tranzisztoros készülék cloneja, hogy kis méretben készíthető el, kicsi az energiafogyasztá-

sa, jó műszaki paraméterei mellett. Dobozának mélységmértét a képeső határozza meg, az előlap méreteit pedig a kezelőszervek elhelyezhetősége. Az M-lemezformátumú hálózati transzformátor gerjesztését alacsonyra kell választani a szórt mágneses mező csökkentése érdekében.

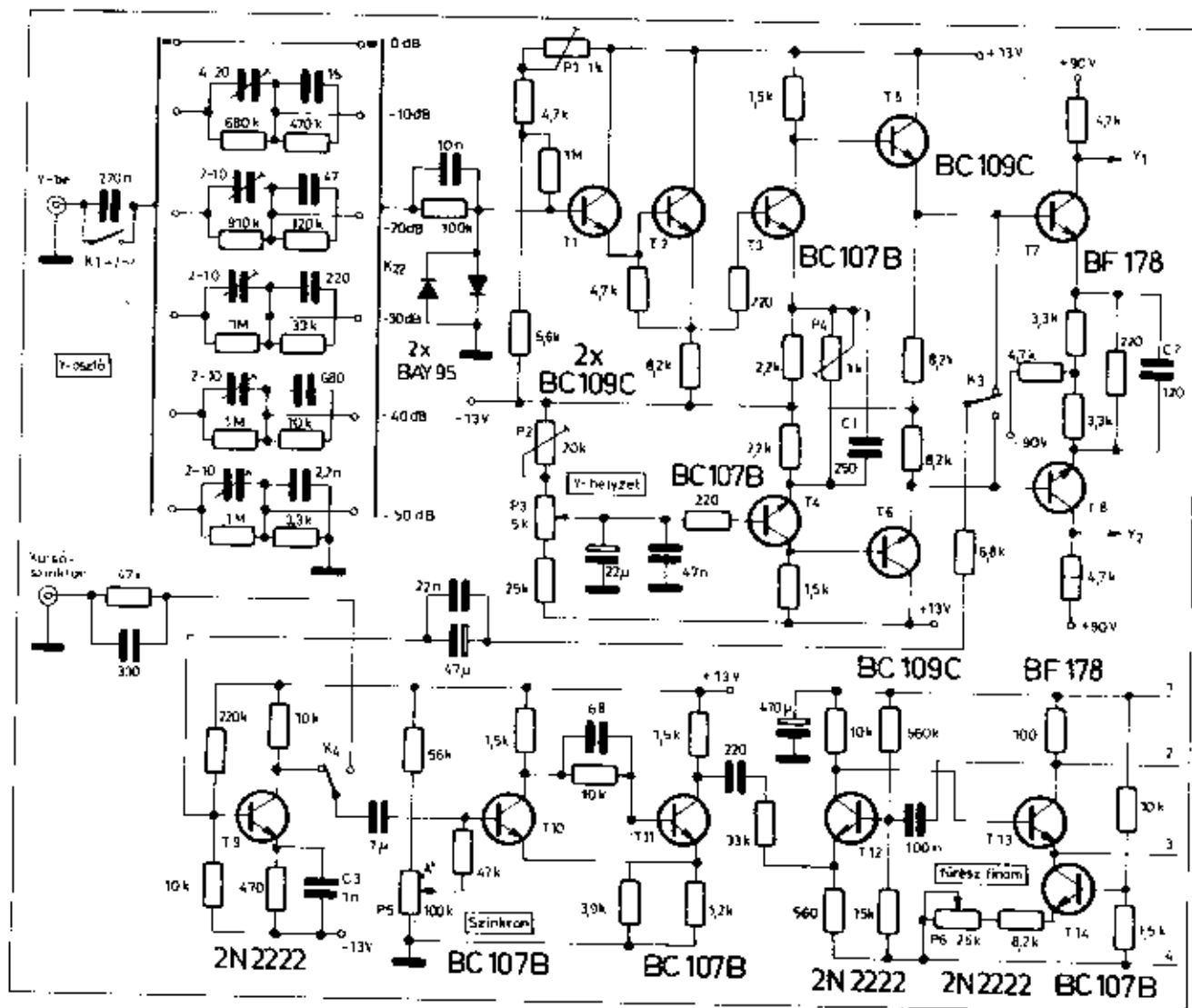
Az oszcilloszkópok belső felépítését három db megépíthető készüléken keresztül mutattuk be. Utaltunk arra, hogy jelalak-megfigyelés és amplitúdómérés mellett modulációs monitorként is használhatók RF-adóknál, vevőknél. Az említett eseteken túlmenően oszcilloszkóppal nagyon sokféle mérés végezhető, melyeket a témával foglalkozó szakkönyvekből lehet megismerni (Pl. Csepregi: Oszcilloszkóp mérés-technika, Műszaki Könyvkiadó 1976.)

Befajzásúll egy gyakran használt mérésre, a frekvenciamérésre hívjuk fel a figyelmet. Ha az oszcilloszkóp időeltérítését kikapcsoljuk és az egyik erősítőt változtatható, de ismert (hiteles) frekvenciájú feszültséggel, a másikat pedig ismeretlen frekvenciájú feszültséggel vezéreljük, akkor (és

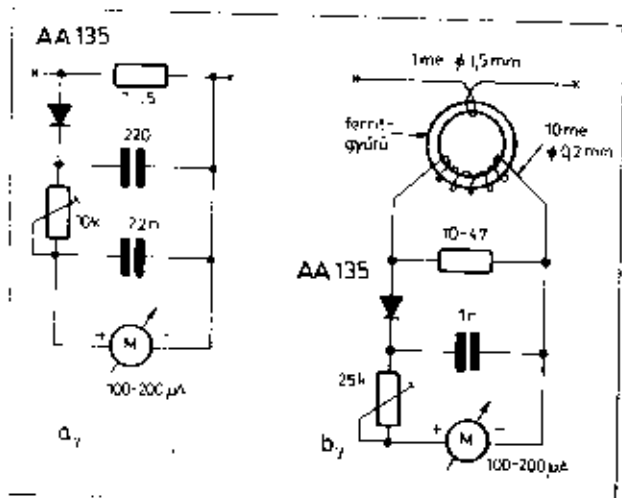
csak akkor) kaphatunk álló képet, ha a két frekvencia azonos, vagy egymásnak többszöröse. Pl. azonos frekvenciánál kört, ellipszist, a frekvenciák 2:1 arányánál fekvő vagy álló nyolcast kapunk. A mérésnél addig változtatjuk a hiteles frekvenciát, míg álló képet nem kapunk. Az így kapott ábrákat a mérés felfedezője után Lissajous-ábráknak nevezzük. A mérést pár MHz-ig lehet végezni, mert nagyobb frekvenciákon a mérendő feszültség frekvencia-instabilitása miatt gyorsan szétesik a kép, vagy a frekvencia nem változtatható olyan finoman, hogy a szinkronhelyzet beálljon.

18.8. Rádiófrekvenciás mérések és műszerek

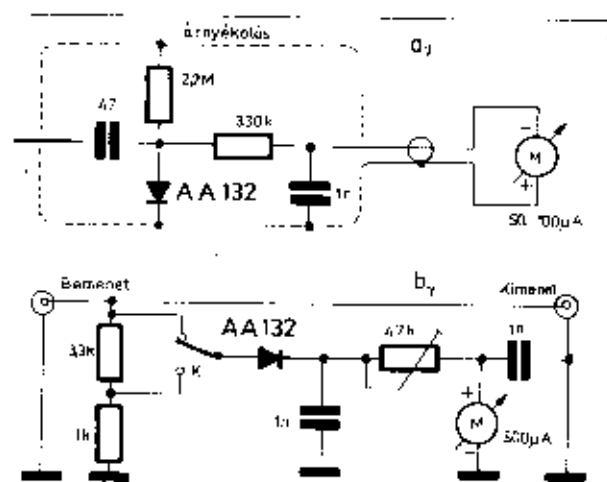
Rádiófrekvenciás áramok mérésére elterjedten használnak termokereszteteket. A termokeresztben átfolyó áram



18.48. ábra. 5 MHz visszacsélésű tranzisztoros oszcillatörő kapcsolási vázlat



18.49. ábra. Nagyfrekvenciás árammérés soros ellenállással (a) és áramváltóval (b)



18.50. ábra. Nagyfrekvenciás feszültségmérés tapogató szondával (a) és koaxiális kábelbe iktatott adapterrel (b)

lésehez. A vizsgált jelok állóképpel való megjelenítése érdekében a fűrészel frekvenciáját szinkronizálni kell a bemenő jellel, a célra szinkronjel-erősítő és -formáló egységet találunk a nagyobb oszcilloszkópokban.

Az RH-gyakorlatban sokszor alkalmaznak nagyon egyszerű oszcilloszkópokat modulációs monitorként, adó-készülékekkel a lemezpár közvetlen vezérlésével. Ilyen készüléket külön nem mutatunk be, mert bármely egyszerűbb oszcilloszkópból kialakíthatók a nem működő egységek elhagyásával, vagy pedig lemezesatlakozás készítésével (lásd pl. 18.46. ábra).

Nagyon egyszerű felépítési kiváló alkatrészből álló, az amatőr gyakorlat igényeit jól kielégítő oszcilloszkópot mutatunk be a 18.46. ábrán. Az aszimmetrikus eltérítést igénylő DG 7-131 típusú, alacsony gyorsító feszültségen működő elektronugárcső lemezeit egy-egy csőből álló erősítő fokozat hajtja meg. A fűrészellet is egy darab keltőcs trióda állítja elő.

Az Y-erősítőben alkalmazott szélessávú E 81 L típusú elektroncső kb. 1 MHz-ig erősít egyenletesen a rajzon megadott beállításban. Erősítést a negatív áramviszacsatolás változtatásával szabályozzuk, a katódkörben elhelyezett 1,5 kohmos potenciómterrel. A szabályozás mértéke kb. 18 dB. Ha ez nem elegendő, akkor a bemenőjelet a K₁ kapcsoló működtetésével 20 dB-t lehet csillapítani. Az Y-lemezpár közvetlenül is vezérelhető a rövidzárdugó eltávolítása esetén.

Az EF 80-ból álló X-erősítő sávzélessége néhány 100 kHz, feladata vagy a fűrészeljek erősítése, vagy az X-bemenetre adott feszültség szintjének emelése (amire pl. Lissajous-ábrás frekvenciamérésnél van szükség).

A fűrészenegenerátor (ECC 85) szabadonfutó, az Y-erősítőtől kivezetett feszültséggel szinkronizálható aszimmetrikus multivibrátor, melynek egyik (rövidebb) félperiódusában a K₁ kapcsolóval kiválasztott kondenzátor feltöltődik és a másik félperiódusban közel lineárisan kiürül. A fűrészfeszültség frekvenciáját finoman a P₁ potenciómmérettel, durván a K₂ kapcsolóval változtathatjuk. A fűrészfeszültség tartománya 10 Hz-től 100 kHz-ig terjed. Az E₁₀₀ cső anódkörében keletkező feszültségimpulzussal a fűrészfeszültség visszacsatolás idején elcsúsztatjuk a képet (visszatűrés-kioltás). A fűrészfeszültség wobbulatoros méréshez kizárólag is rendelkezésre áll.

Az egyszerű oszcilloszkóp tápegysége a megadott feszültség- és áramadatok alapján elkészíthető. Hasonló oszcilloszkóp működésének részletesebb leírása építési tanácsokkal együtt megtalálható a RT 1978. évi övkönyvében (138. oldal).

Sokoldalú, kiváló műszaki tulajdonságokkal rendelkező, viszonylag bonyolultabb felépítésű, 10 db elektroncsővel működő oszcilloszkópot a 18.47. ábrán mutatunk be, köztöbbször amatőrök részére. Az 5 csőből álló, négyfokozatú, aszimmetrikus eltérítő feszültséget biztosító Y-erősítő sávzélessége 20 Hz-től 10 MHz-ig (!) 3 dB-en belül

egyenes és az érzékenysége 10 mV/cm-nal nagyságrendű. A kompenzált tekercseket néhány 100 kohmos, 1 W-os ellenállástesten kell elkészíteni: L₁ = 20 μH; L₂ = 10 μH; L₃ = L₄ = 20-25 μH.

Az X-erősítő és a fűrészenegenerátor érdekesen összevont megoldású. Az X-erősítő egy része (E₁ - E_{7a}) a fűrészenegenerátor működéscélkor szinkronjel-erősítő. A fűrészellet amplitúdója olyan nagy, hogy X-erősítőként csak egy katódkövető (E_{100a}) és egy fordító erősítő (E_{100b}) szükséges az X-lemezek szimmetrikus meghajtásához. Az L₄ kompenzált tekercs 200 μH, az L₅ pedig 1-2 mH.

A fűrészenegenerátor ebben a készülékben is multivibrátoros (E₃ - E_{2a}), de ki van egészítve az E_{2b} csőből álló áramgenerátor üzemmódú kisütő fokozattal, melynek alkalmazása lehetővé teszi a nagy amplitúdó mellett is kiváló linearitású fűrészfeszültség előállítását. Az E_{7b} féltrióda a szinkronjel szükség szerinti fázisfordítását végzi el. A fűrészenegenerátor érdekessége még, hogy a frekvenciában 15 Hz-től 500 kHz-ig terjedő szabadonfutó üzemmód mellett indítható is. Az indított üzemmódban a finom frekvenciabeállítás hatástalan, csak a 10 db kondenzátor által meghatározott idejű lefutást lehet indítani.

Az X-erősítő és a fűrészenegenerátor működését a K₂₀ négyállású, 6 áramkörös kapcsoló vezérli. Ennek különböző állásaiban az alábbi üzemmódok lehetségesek.

1. A fűrészenegenerátor az E₃ és az E_{2b} segédtrácsfeszültségének kikapcsolásával üzemen kívül, az E₁ - E_{7a} és E_{100a} - E_{100b} fokozatokból álló X-erősítő működik.

2. A fűrészenegenerátor stabil üzemmódban. A belső vagy külső szinkronjel erősítés után (E₃ - E_{2a}) a fűrészenegenerátor E_{2b} csőfokozatának fékzárására kerül a kisütés végének gyorsítása vagy késleltetése céljából, ami a szinkronizációt létrehozza. A fűrészfrequenciát durván a K₂-gyel kiválasztott kondenzátor, finoman pedig az E₁₀₀ P₁ potenciómmérettel beállított segédtrácsfeszültségének megfelelő kisütő áram határozza meg. Az E_{7a} katódján megjelenő fűrészfeszültség az E_{100a} - E_{100b} erősítő fokozatokon keresztül jut el az X-lemezekre.

3-4. - Indított fűrészel-üzemmódok, melyek közül az egyik állásban a bemenőjelet pozitív, a másik állásban pedig a negatív félhullám indít. Az indítójelet erősítés után az E₃ csőfokozat anódjára kerül, melynek stabil, árammentes állapotát a P₁ potenciómmérettel levett negatív előfeszültség biztosítja. Ebben az állásban a kiválasztott kondenzátor feltöltött állapotban várakozik, mert az E_{2b} állandóan áramot vezet. Ha az E_{2b} elegendő nagy áramot vezet, akkor annyira lerántja az E₂ anódfeszültséget, hogy a multivibrátor átbillenhet és a fűrészellet egyszerű lezsalad. A közbenső szinkronjel nem zavar, mert ugyanabba az állapotba akarja hozni az E₂-at, melyben éppen van. A lefutás után a multivibrátor visszabilen és csak a követ-

kező, fázishelyesen érkező szinkronimpulzus tudja újraindítani. Az indítást a P₁ állása is befolyásolja (triggerziónt).

A készülék tápegységének méretezésénél a megadott áram- és feszültségadatokból kell kiindulni. A hálózati transzformátort 0,8 teslátra (8000 gausser) kell méretezni.

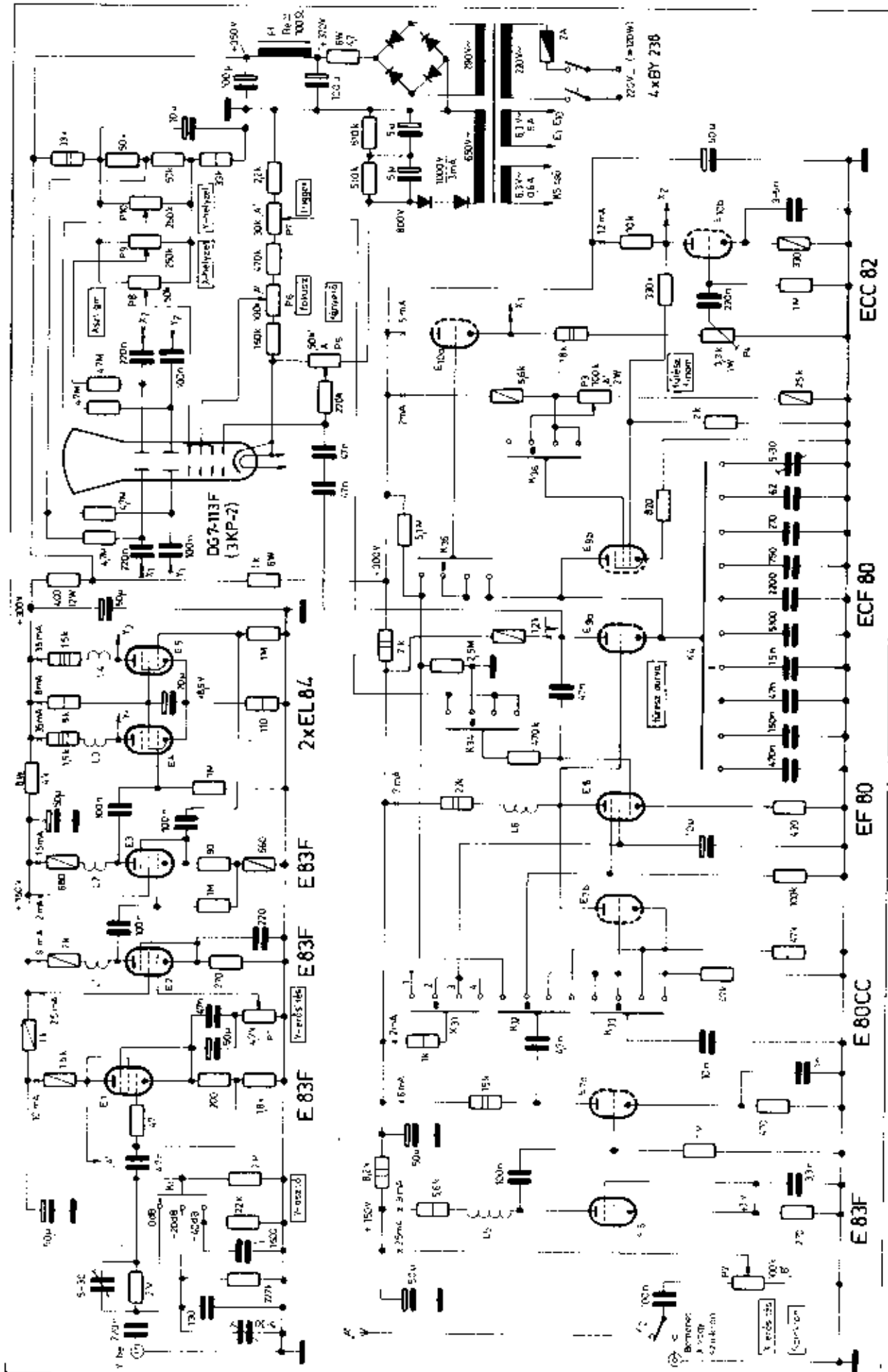
Félvezetőkkel működő oszcilloszkóp kapcsolási vázlatát látható a 18.48. ábrán. A 20 db szilícium tranzisztorral működő készülék Y-erősítője egyeneseletű és 5 MHz-sávzélességű. A fűrészenegenerátor szinkronizált szabadonfutó üzemben 10 Hz-től 200 kHz-ig működik. Az Y-erősítő sávzélessége 2 Hz-től 1,5 MHz-ig 3 dB-n belül egyenes. A főbb egységek működését röviden ismertetjük.

Az Y-erősítőben 8 db tranzisztor található, melyek közül a T₁ - T₂, Darlington-kapcsolású emitterkövető, a T₃ - T₄ fázisfordítást végző, aszimmetrikusan vezérelt differenciál-erősítő, a T₅ - T₆ emitterkövető kapcsolásban impedancia-illesztő és a T₇ - T₈ szimmetrikusan vezérelt differenciál-erősítő fokozat. Az erősítő bemenő ellenállása 1 Mohm, 30 pF kapacitás mellett. Az érzékenységet csak a 10 dB-es lépési osztóval lehet szabályozni. A legérzékenyebb állásban az elektronugárcsőre vonatkoztatott érzékenysége 40-60 mV/cm, ami effektív feszültségre 15-20 mV-nak felel meg. A bemenő fokozatot túlvezérlés ellen az antiparalel kapcsolású diódapár védi.

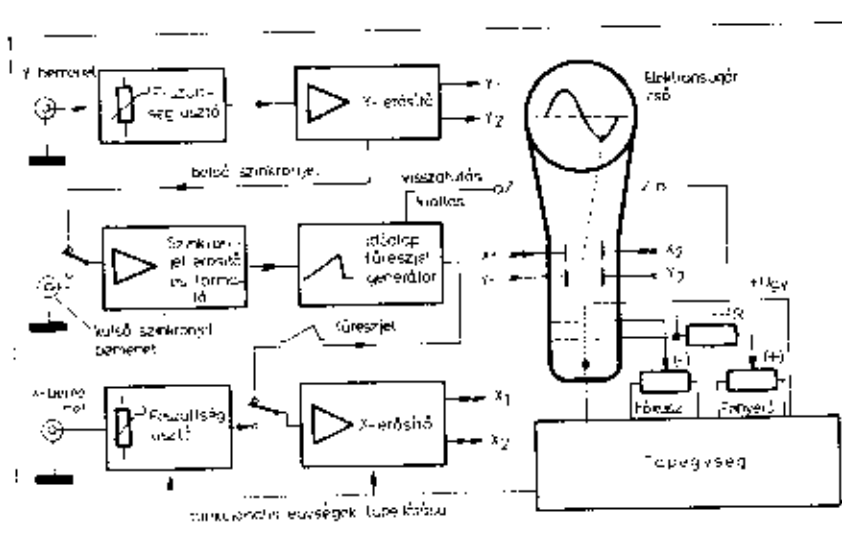
A P₁ potenciómért úgy kell beállítani, hogy a T₁ bázisa vezérlés nélkül feszültségmentes legyen. A P₁ potenciómmérettel az Y-helyzet beállító P₂ szabályozási tartománya változtatható. A P₂ állításával az X-vonal helyzete állítható be, illetve tolható el fel- és lefelé. A P₂ potenciómmérettel az erősítő érzékenysége állítható be kerek értékre (pl. 50 mV/cm-ra). Azért, hogy az Y-lemezpárok terítéséhez szükséges nagyobb amplitúdójú feszültség biztosítható legyen, a T₁ - T₂ tranzisztorok +90 V tápfeszültségre működnek. A K₂ kapcsolóval a szinkronizáló jel fázishelyzetét lehet megváltoztatni.

Az X-erősítő emitterkövetős impedancia-illesztő fokozatból (T₁₀) és a +90 V tápfeszültségre működő T₁₁ - T₁₂ tranzisztorokból álló, fázisfordítást is végző differenciál-erősítőből áll. A P₃ - P₄ potenciómméterek helyzetbeállításra szolgálnak, hasonlóan mint a P₁ és a P₂. A P₃ potenciómmérettel az érzékenység állítható be 1,5-2 V/cm értékre. Az X és az Y-erősítő végfokozatainak stabil beállása, a fázisfordítás, illetve szimmetria-utánehúzás jó működése miatt az emitterkörben nagyobb értékű ellenállásokat használunk, -90 V tápfeszültségre kapcsolva.

Az Y-erősítőtől kivezetett szinkronjelet a T₁ tranzisztor erősíti. A K₁ kapcsoló állásától függően vagy a belső (erősített), vagy a külső szinkronjelet Schmitt-trigger fokozatot (T₁₀ - T₁₁) hajt meg. Az átbillenési pont a ezen keresztül a szinkronizálás a P₁ potenciómmérettel változtatható.

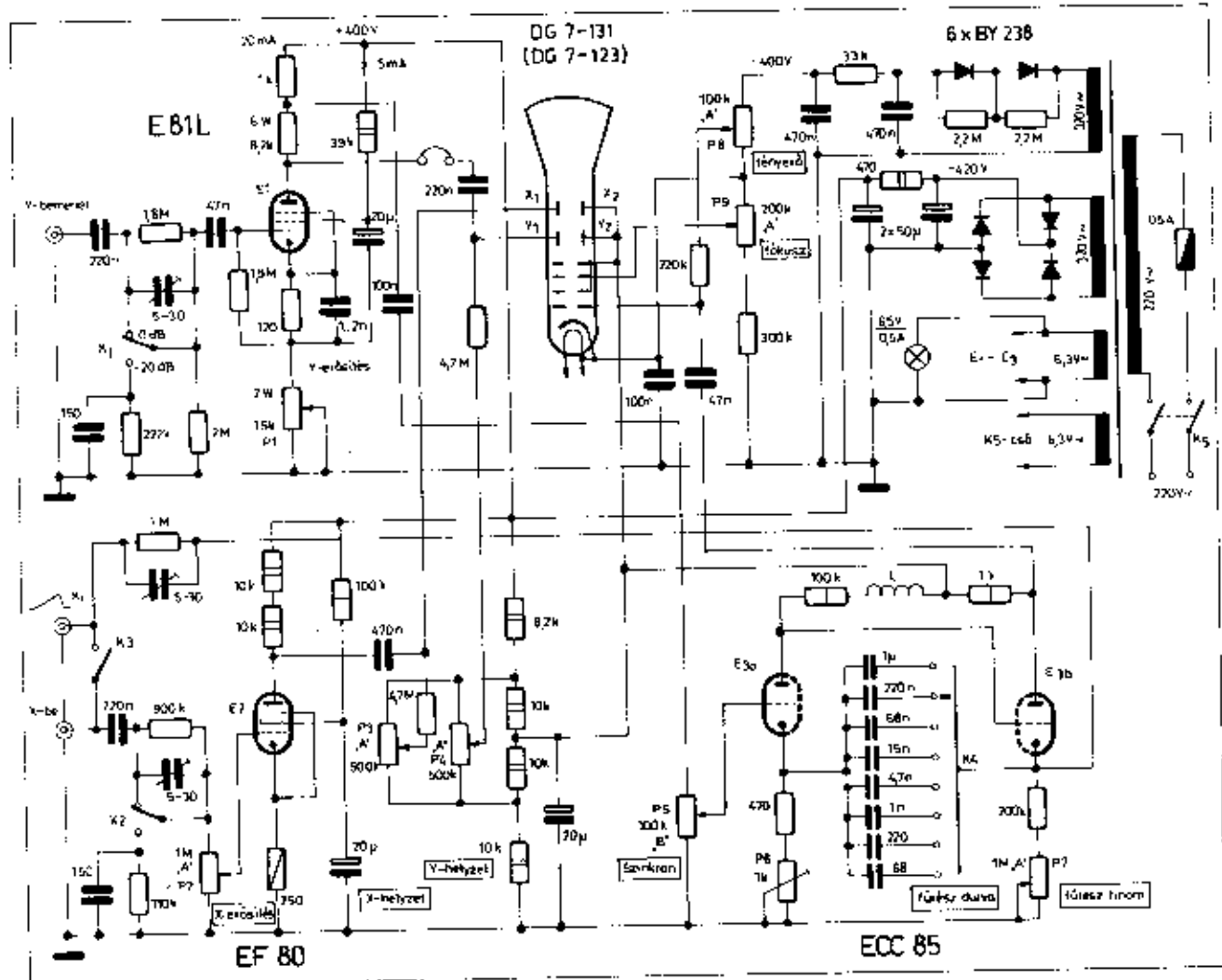


18.47. ábra. 10 MHz sávzártású elektronikus oszcillátoros kábelteleszéri rajz



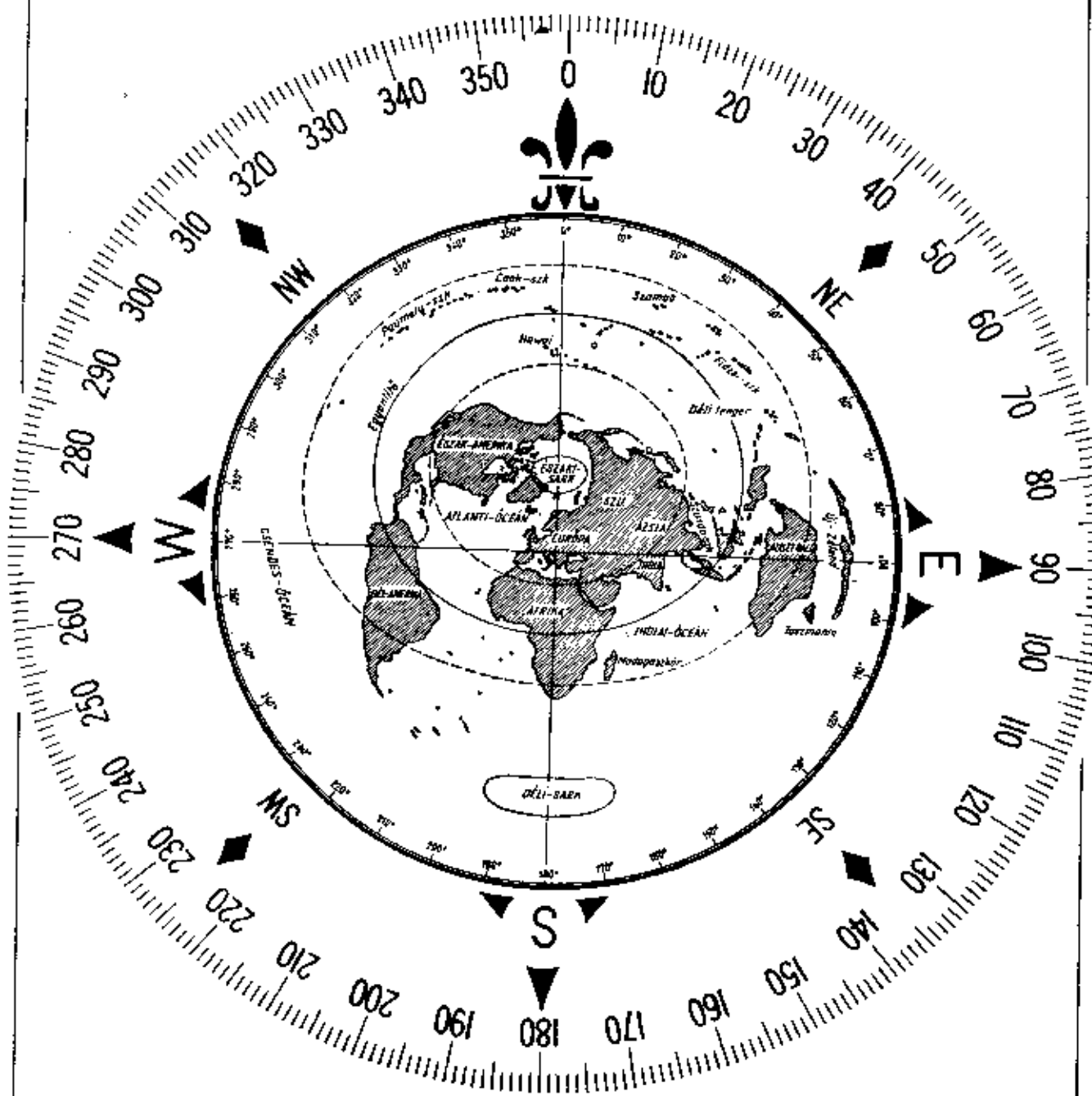
18.45. ábra. Elektroncső-oscilloszkópok tömbvázlata

bevonat ernyő felő tartó elektronsugár katóda eltérítése, egymásra meztárgya lemozgatók (X és Y-irány) alkalmazásával. Az ernyőbe becsapódó elektronok által keltett fényugárzás erősségét az elektronsugár intenzitásának változtatásával lehet befolyásolni (Z-moduláció). Az oszcillozó mint mérőműszer különböző, a 18.45. ábrán bemutatott elektronikus egységekből áll, melyek lehetővé teszik a többcsúti felhasználást. Alapvető szerepe van a tápegységnek, mely a segédegységek feszültségűllátása mellett az elektronsugárcső helyes működéséhez szükséges különböző feszültségeket is biztosítja. Az X és az Y erősítő a kiszintű bemenőjelek erősítésével az elektronsugár kellő mértékű eltérítéséhez szükséges szimmetrikus vagy aszimmetrikus váltakozó feszültségeket szolgáltatja. Az időalap- (fűrészel-) generátor az X-irányú képpont-eltérítéshez időben egyenletesen változó, fűrészel alakú vezérlő feszültséget szolgáltat, vagy az X-erősítő meghajtásához, vagy közvetlenül a lemezpár vezér-



18.46. ábra. 1 MHz csúszléselegű elektronsugár-oscilloszkóp kapcsolási vázlata

Azimutális térkép
Budapest központtal



Vételnyugtázó — QSL lapok

Union of Soviet Socialist Republics

UK9ABA

Asia Zone 17 Region 165 for W-100-0

Radio	Date	GMT	Band	SS	Mode
HA25RT	15/11/77	0155	14	57	2-SSB

QTH: Mias's near Chelyabinsk

QSL via Red 88 Moscow USSR

73!

*Nike
HA9AKM*

Szovjetunió

SCARBOROUGH, ONTARIO
CANADA

VE3FQK

IRENE R. SIMPSON
17 SOUTH EDGELEY AVE.

Kanada

HUNGARY
EUROPE ZONE 16

HA2SK

QSO WITH	DAY	MONTH	YEAR	GMT	MHz	SSB	Z WAY
HA53T	7	nov.	77	1050	3.7	SSB	CW

HQSL QSL BUREAU
H-1386 BUDAPEST 4,
P. O. BOX 214

ADD: ORAVETZ DEZSO
HA202 VESZPREM
STADION UL. 15A-61. 1.

73's
CA-60

Sev

Magyarország

HS1WR

BANGKOK

THAILAND

Thaiföld

Greetings from New Zealand

ZL2HE

DX Editor NZART

QSO WITH	DAY	MONTH	YEAR	GMT	MHz	SSB	Z WAY
HA53T	5	10	1977	1519	14	5-7	SSB

BRANCH 6 OF NZART,
DANNEVIKKE COUNTY
Phone, QSL

73

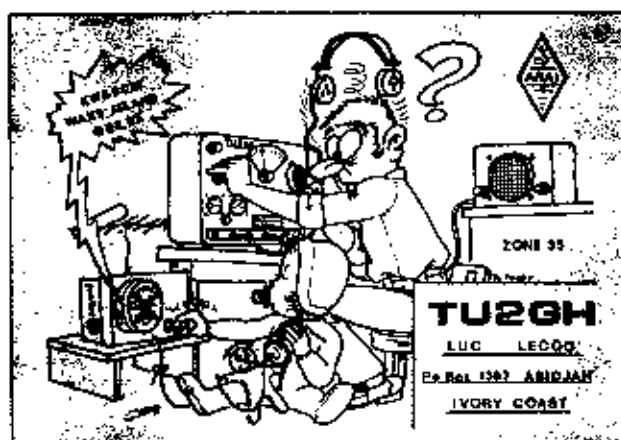
ARTHUR E. LAW
P.B. MANGATORO
DANNEVIKKE
NEW ZEALAND

ETL - 73

Új-Zéland



Brazília



Ivory Coast

ADAMO MODESTO ... P. O. BOX 1000 ... ROMA - ITALIA

IAAKP

CONFIRMING OUR QSO

TO RADIO	DATE	GMT	MC	Z WAY	REY
HA25 RT	4-12-76	23.05	3.5	SSB	8.9

TX-RXTS SEE A ... PSE-TNX GBL VIA ARI ... ANTHEZ HR3 ... P.O. BOX 361 ROMA

73.
Alvino

Olaszország

ges, sőt zsargonnak hat a szokásos „sok 73-at és sok DX-et” helyett „maximális 73-at” kívánni. Hossz szokás ez, amit valaki egyszer elkezdett és a többiek utána csinálják, anélkül, hogy elgondolkoznának a szó használatának helyességén vagy helytelenségén. Ugyanílyen rossz szokás a hazai berkekben „az adom a májkot” vagy „tied a májk” kifejezések is, a „tied a mikrofon” vagy „tied a szó” helyett. *Orizzük meg az éterben is nyelvünk tisztaságát, beszéljünk szépen és jól magyarul hazai összeköttetéseink során is.*

A fónia QSO szövegét nem írjuk le, mert az gyakorlatilag azonos a távíró QSO szövegével, természetesen az élőszó adta lehetőségek felhasználásával, de mellékeljük a nemzetközi amatőrforgalomban használatos betűzés „szepelings”-hez az ABC-t. Itt szeretnénk felhívni a figyelmet, hogy a számok megtanulását sem szabad elhanyagolni, azok tudása éppen olyan fontos, mint a betűk.

Mindent összefoglalva, mindkét üzemmód használatához a következő tanácsokat adjuk:

- műszakilag legyen megfelelő a berendezésünk, ez az alapja az eredményes munkának, alkalmazzuk automatikus adás-vétel kapcsolót,
- feltétlenül ismernünk kell a terjedési viszonyokat az évszaknak és napszaknak megfelelően,
- ennek ismeretében kell eldönteni, hogy mi hívjunk-e vagy válaszoljunk a hívásokra,
- az állomásokat, különösen a DX-eket meg kell tudni hallani, tehát a jó vétel fontosabb, mint az adó,
- csak 2000 kum-an túli DX-hívásra szabad válaszolnunk,
- CQ előtt hallgassunk be a sávba, nehogy mások munkáját megzavarjuk,
- röviden hívjunk és gyakran hallgassunk be,
- ismerjük a zónaidőket, hogy reggel valóban reggelt köszöntsünk, a későszőnés legyen a QSO első szava,
- adott riportjaink legyenek szisztematikusak,
- röviden beszéljünk, különösen a DX állomásokkal,
- álljunk pontosan az ellenállomás frekvenciájára,
- ne hívjuk az állomást, ha már más állomás hívja,

ABC	A szavak angol írása	fonetikus kiejtés	a betűzésre használatos magyar szavak
A	ALFA	ALFA	ALADÁR
B	BRAVO	BRAVO	BELA
C	CHARLIE	CSÁRLI	CECIL
D	DELTA	DELTA	DÉNES
E	ECHO	EKKO	ELEMÉR
F	FOXTROT	FOXTROT	FERNENC
G	GOLF	GOLF	GÉZA
H	HOTEL	HOTELL	HELEN
I	INDIA	INDIA	ILONA
J	JULIETT	DZSULIETT	JÁNOS
K	KILO	ETLO	KÁROLY
L	LIMA	LÍMA	LÁSZLÓ
M	MIKE	MÁTK	MÁTYÁS
N	NOVEMBER	NOVEMBER	NELLI
O	OKTOBER	OKTOBER	OLGA
P	PAPA	PAPA	PÉTER
Q	QUEBEC	KVIREK	KVÉLLE
R	ROMEO	ROMIO	REZSŐ
S	SIGMA	SZILHRA	SÁNDOR
T	TANGO	TANGO	TAMÁS
U	ULIFORM	JUKIFORM	URIL
V	VICTOR	VIKTOR	VIKTOR
W	WHISKEY	VISZKI	dupla-VILMOS
X	X-RAY	ERSEKÉ	ERSEK
Y	YANKEE	JENKI	IPSZILON
Z	ZULU	ZULU	ZOLTÁN

- minden esetben legyünk udvariasak,
- feltétlenül tartssuk be az amatőrök számára kijelölt sávtartományok alsó és felső határát, a távíró és fónia számára kijelölt sávreszeket, valamint a DX munkára kijelölt frekvenciákat.

Egy amatőr állomás munkája nem fejeződik be akkor, amikor elbúcsúzik a kellemes összeköttetés befejeztével partnerétől. Ezt minden kezdő amatőrnek már a munka elején jól meg kell jegyeznie. Az összeköttetés az ún. vételnyugtató, QSL-lap elküldésével fejeződik csak be. Sajnos, vannak amatőrök, akik évente 1000-számra gyártják az összeköttetések, de megfellekveznek arról, hogy a QSL-lapot elküldjék. Pedig a partner azt nagyon várja! Mert, mint vadászunk az agancs, az amatőrnek a QSL-lap a trófeája, de nemcsak ezért! Míg a kezdő amatőr is tudja, hogy az amatőrök nemcsak QSL-lapokat gyűjtenek, hanem ún. „Diplomákat” is. Ezek megszerzésének különböző feltételei lehetnek. Egyben azonban meggyeznek éspedig abban, hogy QSL-ekkel kell igazolni az összeköttetéseket. A diplomakéréshez mellékelni kell ezeket a vételnyugtató lapokat. Pl.: a WKD 100 OK diploma

megszerzéséhez 100 eszázalovák állomással történt összeköttetést kell igazolni. Ha viszont a partnerek nem küldik a lapokat a diplomát sem lehet megkérni. De mondhatjuk volna a WAC-ot, mely azt igazolja, hogy tulajdonosa mind az 5 földrészrel dolgozott, vagy a híres DXCC-t, melyért ugyancsak száz vagy annál több különféle országgal történt összeköttetést kell igazolni. *Egy ország amatőrinek fejeződik be nem utolsósorban ezzel lehet ismerni, hogy hány összeköttetésből, hány QSL-lapot küldtek el. Sokan oly könnyedén monlják QSO-zás közben: my QSL 100%, — a valóság azonban sajnos mást mutat. Ez is az etika egy része, amely mindenkiire nézve egyformán kötelező.*

Csak röviden igyekeztünk a kezdő amatőröket eligazítani a kezdetben bonyolultnak látszó úton, hogy az alapvető fogalmak ismeretében elkezdhesék a munkát. Idővel nő a gyakorlat, szaporodnak a tapasztalatok, melyek egyre magasabb szintűvé teszik a munkát. Mindenkinck kötelessége, hogy minél jobb felkészültséggel és minél jobb eredménnyel képviselje a hazai ezíneket nemzetközi porondon, hogy a HA hívójelnek minél nagyobb megbecsülést szerezzen.

laci = ok es pae hwi AR OK1XY de HA5XY AR KN

A cseh-szlovák állomás jól megértett mindent és válaszol:

● HA5XY HA5XY de OK1XY
OK1XY = r r fb es gm dr om laci es
tux fer fb rpt = ur RST 590 590 ufb =
my QTH is praha praha = my name is
franta franta = my pwr abt 50 wttis
es rx 8 tubes super es ant dipole = my
QSL sure es pse ur QSL crd via bureau
= wx hr vy line clear = nw tux fer fb
QSO dr laci es QRU = vy 73 es mul
DX hpe euagn gb gb AR SK HA1XY de
OK1XY AR KN

Mindent értettünk és így válaszoltunk:

● OK1XY OK1XY de HA5XY
HA5XY = r r ufb all dr ob franta =
tux fer ufb rpt os all = my rig is
FT 250 es ant dipole = my QSL ok
sure dr franta = tux fer nice QSO hr
QRU = vy 73 es DX hpe euagn
cheerio es gb gb AR SK OK1XY de
HA5XY AR SK.

Ha netán valamelyik állomás nem értett meg valamit a leadott szövegből, kéri annak ismétlését. Ebben az esetben már a forduló elején jelezzük ezt, például így:

● OK1XY OK1XY de HA5XY
HA5XY = r but only part = by
QRM es pae rpt ur name =

Fónia üzemmód

Sokat lehetne vitatkozni azon, hogy melyik üzemmód a kellemesebb, vonzóbb a táviró vagy a távbeszélő, azaz a fónia, már ahogyan az amatőrök nevezik maguk között. A távirónak kétségtelen varázsa van, a morze jelek ritmikus pattogása és hangzása némi-leg misztikusnak is tűnik. A fónia viszont az élő emberi hang következtében vonzó. A mégiscsak gépi morzejelekkel szemben onnál emberibb, előbb a partnerek között a kapcsolatot. Hallják egymás hangját, hangszínét és nem utolsó sorban a nyelv ismeretében szinte korlátlan a gondolatok kifejezésének módja.

A fónia üzemmódban történő forgalmazás fontos előfeltétele a *nyelvi ismeret*. Hazinkban az érvényben levő rendletek szerint az amatőrnek, ha idegen nyelven akar összeköttetést létesíteni nyelvvizsgát kell tennie. Mindenki a neki legmegfelelőbb nyelvből vizgázhat. Persze célszerű olyan nyelvet választani, amelynek segítségével minél több ország amatőrével tud beszélni. Általában az angol nyelv használatos, de emellett a német, orosz és francia is gyakran hallható a különböző amatőr sávokban.

A fónia forgalmazás szabályai azoknak azokkal, amit a távirónál megbeszélünk. Természetes, hogy azokat értelemszerűen kell itt alkalmazni.

Fónia üzemmód használata esetén nagyon fontos, hogy jól ismerjük az illető nyelv ábráját a betűzés miatt. Minthogy ennél az üzemmódnál előszóval mondjuk el a nevünket és az állomásunk székhelyét, azokat feltétlenül betűzni kell, hogy az ellenállomás azt jól és helyesen megértse. Sokszor megfigyelhetők olyan állomások, akik a hívójelük betűzésénél mindig ugyanazokat a szavakat, helyesebben mondva érthetetlen szavakat ismételtetik, melyeket a partner másodszorra, harmadszorra sem ért meg. És ahogyan sem tudnak önmaguktól rájönni arra, hogy egy betűt az előzőtől eltérő betűvel próbáljanak érthetőbbé tenni. Egy hazai vonatkozású megjegyzés: ha magyar állomással dolgozunk, felesleges a betűzés, mert ugye mindannyian jól értünk és beszélünk magyarul. Nincs borzalmasabb számomra, mint azt hallani, hogy „a nevem Laci, betűzöm: London, Amerika, Charlie, Italy”. Ha már betűzni kell, vannak megfelelő magyar szavak is erre a célra, használjuk azokat! A cévvel kapcsolatban még meg szeretnénk jegyezni, hogy majmolásnak tűnik az is, ha keresztnevünket „elmagyarosítjuk”. Egy külföldi amatőr sem adja a nevét a mi nyelvünkön. Eppen ezért a Pistából, Istvánból ne csináljunk Steve-t, a Laciból Leslie-t. Maradjunk csak mag a mi becsületese magyar nevünk mellett, már csak azért is, mert a mi magyar nevünk, becenevünk, legalább annyira egzótikus az 5 - 10 000 km-re levő partner számára, mint az övé a mi számunkra.

Még egy fontos dolog: *igyekezzünk a használt nyelvből minél több szót és kifejezést jól megtanulni*, mert minis borzalmasabb, mint amikor egy állomás nyög, nyel, ő-zik - a hiányos nyelvtudás következtében. A kevesebb jó itt is több, mint a sok rossz. Az ellenállomás nem szópótlatot vár tőlünk, de azt igen, hogy érthetően és folyamatosan el tudjuk mondani, hogy mivel dolgozunk. Tehát műszaki berendezésünk leírását, az adót, a vevőt, az antennát, esetleg az időjárásról is ejthetünk néhány szót és hogy QSL-spot várunk tőle.

A fónia összeköttetésünk még inkább lehetőséget adnak arra, hogy részletesen beszéljünk műszaki kérdésekről. Ebben az üzemmódban tehát nemcsak összeköttetésre van alkalmunk, hanem *műszaki tapasztalatcserére is*. Használjuk ki ezt a lehetőséget! Így elkerüljük a semmitmondó fecsegéseket, amelyekkel csak az idő telik, de lényegében nem nyújtanak semmit. Ez különösen vonatkozik a kör-QSO-kra, amikor 4-5 állomás dolgozik azonos frekvencián. Senki sem szeretni hallgatni a 10 - 15 perces „*ugyan mi értelme volt monolgóknak*”. De annál inkább kedveli az okos beszélőt, jó műszaki tartalommal és azt, ha a kör-QSO-ban dolgozó állomások valóban egy frekvencián üzemelnek, tehát pontosan „egymásra állnak”.

Külön meg kell említeni fónia üzemmód esetén az *állomásra való ráállást és az adó lehangolását*. Itt előláróban annyit szeretnénk elmondani, hogy ne

csináljunk legalább mi feleslegesen QRM-et, van éppen elég a sávban. Ez azt jelenti, hasonlóan a táviró üzemmóddhoz, hogy először hallgassunk be a sávba és tájékozódjunk a frekvenciák elfoglaltsága felől. Ha általában hívást adó állomást hallunk és összeköttetésbe akarunk vele lépni, még a hívás alatt álljunk pontosan a frekvenciájára és hangoljuk le adókészülékünket. Amint befejezte a hívást máris adhatunk a számára. De semmi esetre sem gyakoroljuk azt a sokszor hallható és elgőgő el nem ítéhető módszert, hogy valaki a hívóállomás hívásának éppen csak a végét hallja és akkor kezd el a kapkodást, a lehangolást, miközben már más állomások, akik korábban ráálltak az állomásra, hívni kezdik azt. Persze hiába, mert a hangolási művelet alkalmasint akkora QRM-et csinál, hogy anélkül kellős közepén az emberi szó nem érthető. Az ilyen „partner” cselekedete után az általában arra, hogy figyelmen kívül és tiszteltetlenségét azzal jutalmazzuk, hogy szóba állanak vele. Ellenkezőleg, az éterbejött megütemelt ókot!

Ha mi akarunk CQ-zni, itt is legyünk körültekintőek és gondoljunk arra, hogy nem mi hiányoztunk már csak a sávból és megjelenésükre kiürül egyik vagy másik frekvenciatartomány. Eppen ezért mielőtt elkezdődnénk az általános felhívást, legalább 1-2 percig hallgassunk azon a frekvencián, ahol hívni akarunk, mert előfordulhat, hogy az ott dolgozó két állomás közül éppen a DX beszél, melynek az adását mi nem, vagy csak igen gyöngén halljuk. Ha 1-2 perc elteltével nem hallunk erősebb állomást, hangoljuk le készülékünket és a biztonság kedvéért *kérdezzük meg, hogy szabad-e a frekvencia?*

A lehangolással kapcsolatban is van tanácsunk, espedig az, hogy ez a művelet ne tartson „gyöngyvirágnyílástól a lombhullásig”. Nincsen idegesítőbb, mint percekig keresztül hallgatni egy ilyen lehangolást, melynek végén az illető állomásnak mégsem sikerül éppen a maximális kimenőtulajdonítványra kihangolnia adókészülékét. Műszaki hiányosság ez, ne legyen ránk jellemző!

A fónia összeköttetések során *kerüljük el az ismételt betűzéseket*. Nem arról az esetről van szó, amikor a partner a QRM miatt nem értett meg valamit, és kéri egyik vagy másik szó ismétlését. Itt arra az operátornak gondolunk, akinek nincs mondanivalója és aki minden szót kétszer-háromszor ismételtget - teljesen feleslegesen és bosszantó módon.

Tegyük ki különbséget a táviró és a fónia összeköttetés között. A táviró összeköttetésekhez, mint említettük, meg vannak a rövidítéseink, fónia összeköttetésnél előszóval, lényegesen bővebben mondhatjuk el gondolatainkat. A táviró összeköttetés befejezésének a jele az AR SK. Fónia esetén *ugyanazt a szavakkal mondjuk el*: XY állomás befejezte az összeköttetést az YZ állomással. Eppen ezért *feleslegesen* ez után a mondat után még azt mondani: Cheerio SK! Ugyanazok felesle-

korlatban DX-nek tekintjük a hívást adó állomás-székelyétől, QTH-jától legalább 2000 km-re vagy attól messzebb levő állomásokat. Hazai viszonylatban Budapest középpontból körzővel meghúzott 2000 km-es távolságon kívüli állomások számítanak DX-nek. Ha tehát egy HB9-es svájci állomás CQ DX-et ad, semmi esetre sem válaszoljunk neki, mert megsértőnénk az amatőr etikát. Ugyanígy udvariatlanok vagyunk, ha egy DX állomás például egy PY-Brazíliai európaival dolgozik és nem fejezték még be az összeköttetést, ráhívásunkkal általában zavarjuk a két állomás forgalmazását. E bosszantásnak meg lesz az eredménye, a DX nem állszóba velünk.

● A forgalmazás során meg kell tanulnunk a gyors reagálást is. Előfordul majd munkánk során olyan eset, hogy egy állomással dolgozunk és a partner már a hívás szövegét adja, de számunkra még egy forduló hátra van és eközben egy másik állomás igen röviden meghív bennünket, jelezve, hogy beszélni szeretne velünk. Ekkor igen gyorsan kell cselekedni és bár az eredeti partner még ad számunkra az újonnan bejelentkező állomásnak gyorsan, 2-3 másodperc alatt leadjuk az AS (várni) jelet. Ezzel arra kérjük őt, hogy várjon, a folyamatosan levő QSO befejeztével ő kerül sorra. Az AS jelzésünket az állomás egy rövid RZ betűvel - értettem-mel - nyugtázza és várni fog ránk.

● Persze az is előfordulhat, hogy mi találunk „értékes” DX állomást a sávban, hasonló módon dolgozni valakivel. A hívás szöveg vége felé gyorsan meghívhatjuk, sokszor csak a saját hívójelét kell leadni egyszer és máris jön számunkra a biztató AS jel. Ez utóbbi esetben - és orra nyomtatékosan fel szeretnénk hívni a figyelmet - *semmi esetre sem szabad a két állomás forgalmazásának az „érdemi” részét megszakítani.* Meg kell várni az összeköttetésnek majdnem a végét és csak azután bejelentkezni.

● Az ilyen fajta meghívásnak technikai előfeltétele is van éspedig egy gyorsan működő automatikus adásvétel kapcsoló. Az ún. BK, BREAK-IN, közbelépéses üzem csak ezzel valószínűsíthető meg. Mi ennek a lényege? Az, hogy mind a két állomás a pillanatnyi jelszűnetekben is vételkész. Ha tehát például az A állomás éppen ad a B-nek, B ezalatt az adás alatt pillanatnyival BK-jelét adva az adás abbahagyására figyelmeztetheti A-t, mert pl. nem értett meg valamit az általa leadott szövegből.

A BK üzemmódra való alkalmaságot már a hívásnál is jelezhetjük: CQ CQ CQ BK de HA5XY HA5XY BK

A hívójel leadása után 1-2 másodpercig hallgassunk be a sávba, mert lehet hogy 2-3 CQ után máris hív bennünket valaki.

● Az összeköttetések során legyünk színtörök és korrekték. Ne vesszük félre a velünk dolgozó allomást, hamis riport adásával. Nincs hosszszantóbb, mint amikor az ember ilyet

hall a sávban. De mi értelme is van félrevezetni a partnert?

● Ugyanígy azzal se csapjuk be társunkat, de önmagunkat sem, hogy adásának nyugtázásánál leadjuk az „R” betűt (értettem), holott az esetleges QRM miatt adásának csak egy részét értettük meg. Az „R” betűt csak akkor adjuk le, ha valóban minden megértettünk. Ellenkező esetben hívjuk meg partnerünket, hogy ismétlje meg pl. a nevet vagy állomásának székelyét. Nincs kínosabb dolog, mint csak félig érteni az adást, de leadni az „R” betűt, miközben partnerünk valamit kérdezett, valami után érdeklődött és mi azt nem is hallottuk. Előkel kérdés ez is, mint annyi más a forgalmazás terén.

● Ha hívásunk adás közben ne szüneteljék az lejáróit, ismételjük meg a rosszul leadott szövegünket. Ha nagy a QRM, akkor célszerű a szavakat köztérrel leadni, mert ezzel nagymértékben megkönnyítjük az allomások munkáját és megtakarítjuk a sok ismételtetést.

● Az egyenletes sebességű adásra is fel szeretnénk hívni a figyelmet. Mindenek előtt arra, hogy csak olyan sebességgel adjunk, amilyenmel az ellenállomás válaszolt nekünk. Figyelmetlenségünkre a partner PSE QRS (adjon lassabban) szöveggel figyelmeztet bennünket. Partnerünk lehet hogy kezdő amatőr, aki éppen most csinálja az első összeköttetését. Az igazán mellett maradjon számúra emlékeztetés és kellemes emlékek az első QSO. Gondoljunk arra, hogy mi is voltunk egyszer kezdők!

● Ne befolyásoljon bennünket a partner adási sebessége. Adjunk a mi megszokott ritmusunk szerint. Ellenkező esetben adásunk kapkodóvá válik, jelszűnetek összefolynak, érthetelenné válnak. A hagyományos billentyűt csak akkor váltásuk fel az el-kegy-vel, ha már megtanultunk azzal tökéletesen adni. Ne az éter illerve a sáv legyen a gyakorló perod, mert a partnerek könnyen „kínóznak” bennünket a sávból a tudatlanság miatt.

A figyelmes kezdő amatőr már észrevehette, hogy a távító üzemmóddal első módozatának ismertetése során tulajdonképpen a második módozator is megbeszéljük. A különbség csak annyi, hogy az utóbbinál mi keresünk CQ-zó állomásokat és válaszolunk hívásukra. A forgalom lebonyolítása a továbbiakban azután teljesen azonos az eddigi elmondottakkal.

A hívások és válaszok során van néhány rövidítés, melyet célszerű lesz itt megbeszélni, mert eleven példákhoz kapcsolódnak és így jobban és könnyebben megjegyezhető.

AR - morze jelekkel: (. . .)
Tulajdonképpen a hívás vagy az adás végét jelenti. Pl.: CQ CQ CQ de HA5XY, HA5XY AR K

K - morze jelekkel: (- . .)
Általános hívás után adott jel, amely azt jelenti, tessék jönni, tessék adni! Rendszerint az

előzőekben ismertetett AR után következik.

KN - morze jelekkel: (- . / - .)
Ezt a jelet akkor alkalmazzuk a hívás végén, vagy az összeköttetés során a fordulók után, ha meghutorozott állomás választ várjuk. Pl.: OKIXY de HA5XY KN. Tehát más állomás választ nem várjuk.

SK - morze jelekkel: (. . . / - .)
Az összeköttetések végét jelzi. Pl.: OKIXY de HA5XY AR SK (Az AR itt is szerepel.)

BT - morze jelekkel: (- . . . / -)
Az összeköttetés során az egyes mondatok között szétválasztásra használjuk

CT - morze jelekkel: (- . . . / -)
Az adás kezdésére való felhívás jele. Tehát amikor a partner befejezte részünkre az adást és mi következzük, ezt a jelet adjuk legelőször adásunk előtt.

DN - morze jelekkel: (- . . . / -)
Ez a törvönös vagy per-jel, melyet akkor alkalmazzunk, amikor hitelesítünk és a P-betűvel jelezni akarjuk, hogy hordozható állomás vagyunk. Pl.: HA5XY/P Más mozgóállomások is használják ezt a jelet, pl. azok, amelyek hajóról működnek: SM5XY/MM

● A távító összeköttetéseket, mint közsimert, amatőr rövidítések segítségével létesítjük. Ezeket könyvünk más fejezetében megtalálja az olvasó. Nyilvánvaló, hogy szükség volt egy nemzetközi, mindenki által érthető „nyelvre” az összeköttetésekhez. Ilyen módon minden nemzetiségű amatőr „beszélni” tud a világ bármely országában élő amatőrrel. Ezeket nagyon jól meg kell tanulni. A kezdő amatőr a kezdeti időben megelégszhet néhány betanult szöveggel, de egyre több és több rövidítést kell alkalmazni, hogy a partnerrel annál több témáról tudjon beszélni. Még a hazai forgalomban is előnyös, a használata, mert a rövid „szavak” tag forgalmakat fejeznek ki. Használjuk tehát azokat!

Ezekiről nézzünk egy példa összeköttetésről arra az esetre, amikor mi adunk általános hívást:

● Cq cq cq de HA5XY HA5XY HA5XY cq cq cq de HA5XY HA5XY HA5XY AR PSE K

Hívásunkat meghallotta pl. a cseh-szlovák OKIXY állomás, aki visszahív bennünket:

● HA5XY HA5XY HA5XY de OKIXY OKIXY OKIXY AR K

A viszonthívást meghallottuk és válaszolunk arra:

● OKIXY OKIXY de HA5XY HA5XY -- r r gm dr om es vy tnx for call = or HST 589 589 -- my QTH is budapest budapest = my name is laet

20. Hogyan dolgozzunk az állomáson?

Stefánik Pál okl. vill. mérnök HA 5 BT

Minden amatőr műszaki tevékenységünk az az értelme és célja, hogy az elkészített adó és vevőkészülékével összeköttetést létesítsen. Az amatőr számára nincs nagyobb öröm, mint amikor a saját gyártotta riggel legyőzi a távolságot és jellekésen szövegeket fogadunk hasonló személyektől fűtött partnernél, aki jöhet a földgömb másik oldalán kezeli a billentyűt, vagy éppen a mikrofont.

Pól a műszaki feltételeken, ami egy jó műszaki paraméterekkel rendelkező adó és vevő töltés fel, ismerni kell a morze ABC-t, az ún. Q-kódot, az amatőr rövidítéseket, az országok hívójelét és nem utolsósorban a forgalmazás szabályait. Mint, ahogy vizsga és gyakorlat nélküli senki nem kap gépkocsivezetői jogosítványt, a művelet "országutunkon" is csak szabályok szerint lehet "közlekedni". E szabályok - már előjártában megmondjuk - csak részben írottak, de az íratlan törvények betartása is legalább annyira fontos és mindenki számára kötelező, akármilyen sportunkat szeretne űvni.

E fejezetben tehát arról szeretnénk beszélni, hogy mit kell megtanulnia egy kezdő rövidhullámú amatőrnek, hogy befogadott és megbeszélte tudja legyen a nagy nemzetközi együttesnek.

A korábbi fejezetek tanulmányozása, a megszerzett műszaki ismeretek biztosítását, hogy a megkívánt amatőr vizsgát letéve egy jó adó illetve vevőkészülék építsünk. Mi a teendő ezután? Hogyan kezeljük el a munkát állomásunkon?

Lehet előtérni a készülék és kezdődjön a munka.

A táviró üzemmód

Legelső teendők - nyitvatartás - bekapcsolni a készülékeket. Nem azt, ha vannak 10 - 15 percet az első hívással, míg beemeljük a készüléket, mert így megtanuljuk az első kellemetlen észrevételről, melyet az ellenállomás tehet, hogy óram közben - a melegezés miatt - mászik a frekvenciánk. Ha viszont olyan készülékkel rendelkezünk pl. FT 250, melynek végfokozatát az élettartam céljából előnyös megmozdítani, ne tudassuk el bekapcsolni a hűtési elősegítő ventilátor. A hemelegedési idő nem kell túl lenni előtérni. Ugyanis a forgalmazás némi adminisztrációs munkával jár. Itt elsősorban a kötelezően vezetendő jegyzőkönyvet gondolunk, amit mi egyszerűen LOG-nak hívunk és amelybe először például a sorozatszámot előre elkészítjük, minden egyes alkalommal a napiári dátumot, majd később az órák, percet is be kell írni

az állomás hívójelét, QTH-ja és operátorának neve mellett. Kollektív állomásokon a jegyzet rovathoz még az összeköttetést végző operátor nevét vagy megfigyelő számát is. Tanácsos a LOG mellett egy jegyzetfüzetet is tartani, melybe a QSO folyamán feljegyezhetjük az ellenállomás esetleges kérdéseit, vagy kéréseit, amelyek számára a LOG-ban nincs hely. Tanácsként adhatjuk a fizetési kapcsolatban azt is, hogy az ellenállomás hívójelét először először ebbe a jegyzetfüzetbe felírni, különösen, ha nagy a QRM - a vétel közbeni zavar - és esetleg nem értjük jól a hívójelét elő hallásán, így LOG-unkba már a helyeset írhatjuk, és az nem lesz tele nemkívánatos javításokkal - tiszta maradványt és gyorsan áttekinthető lesz!

Miután készülékünk bemerlegellett, összeköttetést kétféle módon létesíthetünk:

1. Vagy mi adunk előkészülékünkkel általános hívást. CQ-t és várjuk arra a választ,

2. vagy vevőkészülékünkkel keressünk egy CQ-zó állomást, adókat ráhangolva válaszolunk neki.

Ez táviró-CW vagy távbeszélő-PONE üzemmódba egyaránt érvényes.

Először beszéljük meg a táviró üzemmódban történő összeköttetést az első módozat szerint. Tehát általános hívást adunk, azaz CQ-zunk, első teendők, hogy vevőkészülékünkkel behallgatunk a sávba. Arra kell gondolnunk, hogy a mi munkakezdésünk már száz és száz amatőrünk dolgozik egyaránt, akiknek forgalmát egy vértelen 2-3 perces CQ-hívás tökröcskölheti. Íratlan amatőr törvény a kötelező udvariasság és tisztelt, mely most abban a figyelemben nyilvánul meg, hogy vevőkkel egy ilyen frekvenciát keressünk és adókat ott hangoljuk le. Így nem követjük el azt a durva hibát, hogy mások munkáját megszakítsuk, mert azt mi sem vonnánk észre.

Az általános hívással kapcsolatban a kezdő amatőrben rögtön felmerül a kérdés, hogy melyik hívás a legeredményesebb, a legelőnyösebb? Egy-szerűen látszó kérdés, mégis fontos, mert munkánk eredményessége nem kevésbé ettől is függ. A helyes megoldást mondjuk először, hogy ez rugalmasan meg a fejekben.

CQ CQ CQ de HA5NY, HA5XY, HA5XY AR PSE K, tehát háromszor adjuk a CQ-t, egyszer a dót, és ugyan-csak háromszor a hívójelét és az egészét kétszer, legfeljebb háromszor ismételjük meg. Ennek a hívásnak a tartalma kb. 1 perces tart 70-80-as ütemmel. A hosszú hívás (2-3 perces) előnytelen, mert az ellenállomás nem győzi kivárni a végét és továbbáll, a rövidebb pedig azért, mert az ellenállomásnak rá kell állni a mi frekvenci-

ánkra, adóját le is kell hangolnia és ezt a műveletet esetleg nem tudja 15-20 másodperc alatt elvégezni.

Hívásunkra válasz érkezik, az ellenállomás hívójelét megértjük és válaszolunk neki:

OK1XY, OK1YX, OK1XY de HA5NY, HA5XY, tehát a hívó állomás hívójelét kétszer esetleg háromszor, saját hívójelünket pedig legfeljebb kétszer adjuk, hiszen az ellenállomás már ismeri hívójelünket és várja válaszunkat. Helytelen és nagy türelemre késztető az a gyakorlat, amikor ötször-hatszor jussuk a hívóállomás és saját hívójelünkre is.

● A hívásunkra valaki válaszolt, de hívójelét nem tudtuk leolvasni a nagy QRM miatt. Ilyenkor az ellenállomás tudomására kell hoznunk, hogy hallottuk ugyan adását, de nem értettük hívójelét:
QRZ QRZ QRZ de HA6NY PSE K (QRZ - ki hív engem?)

● Lehetséges, hogy QRZ hívásunkra több állomás is válaszol, ilyenkor kiválasztjuk a nekünk legmegfelelőbbet és azonnal letesítünk összeköttetést.

● Előfordulhat hogy csak részben értjük az ellenállomás hívójelét, pl. ...1XY. Ebben az esetben a következő szöveget adjuk le:
QRZ 1XY QRZ 1XY de HA6XY, HA5XY AR KN

Ebben az esetben minden más állomás, ha hívott is előzőleg, adását abbahagyja, mert tudja, hogy mi most már egyértelműen az 1XY állomással akarunk beszélni. (Az AR és KN jelentését később megismerjük.)

● Ez az eset felidéz egy másfajta hívási módot is, melyet "irányított" hívásnak nevezünk. Ezt abban az esetben használjuk, ha egy meghatározott országgal, vagy állomással akarunk dolgozni és nem akarjuk azt, hogy bárki más válaszoljon hívásunkra. Ekkor a következő módon hívunk: CQ DM CQ DM CQ DM de HA5NY HA5NY AR K

Ez a hívásunkra - és ez megint csak íratlan törvény - csak DM állomás válaszolhat. Lehetséges olyan irányított hívás is, amikor konkrétan csak egy meghatározott állomással akarunk beszélni, ebben az esetben a CQ után az állomás hívójelét adjuk.

● Irányított hívás tulajdonképpen a DX (nagy távolságú) hívás is, mely a következőképpen hangzik:

CQ DX CQ DX CQ DX de HA5NY HA5NY PSE DX K

Az amatőr rövidítésekben tudjuk, hogy az DX nagy távolságú összeköttetést jelent. Ismét íratlan törvény, hogy CQ DX-et hívó állomásnak 200-300 km-re fekvő ellenállomások nem válaszolhatnak. Az amatőr gy-

zöld	kék	piros	intenzitás	
0	0	0	0	fekete
0	0	0	1	szürke
0	0	1	0	piros
0	0	1	1	világospiros
0	1	0	0	kék
0	1	0	1	világoskék
0	1	1	0	lila
0	1	1	1	világoslila
1	0	0	0	zöld
1	0	0	1	világoszöld
1	0	1	0	sárga
1	0	1	1	világossárga
1	1	0	0	cián
1	1	0	1	világoscián
1	1	1	0	világosszürke
1	1	1	1	fehér

A színes képmegjelenítők alkalmazási lehetősége

Mindkét berendezés alkalmazható általános számítástechnikai perifériaként, színes grafikus és alfanumerikus képkijelzőként, intelligens terminálként, például Siemens-M 051 összekötésnél. Nagy előnyük, hogy kimenőjelük a tv-szabványban használatos RGB jelhármassal és szinkronjel. Ezért a sorozatgyártású normál tv-vevőkészülékek is használhatók számítógépes grafikus és alfanumerikus displayként, secam vagy pal kódoló közbeiktatásával.

A karaktergeneráló, feliratozó rendszerek használhatók a tv-műsoradások, továbbá zárt láncú oktatási vagy ipari tv-rendszerek képének feliratozására anélkül, hogy ezeket a feliratokat vagy ábrákat úgynevezett „Inzerteken” meg kellene szerkeszteni.

Statisztikai eredmények, vagy időbeni változás szemléltetésére különösen alkalmasak a színes képmegjelenítőn kijelzett színes grafikonok. Például egy iparági vezető számára sokkal kifejezőbb egy színes grafikon, mint az ugyanarra a témára vonatkozó számoszlop. De egy biológus munkájában is hasznos segítség lehet, ha például a baktériumállomány szaporodását figyelve az időszakonkénti kiértékelést és az eredmény kijelzését színes grafikon formájában a számítógép elvégzi.

Az orvosi gyakorlatban elképzelhető a röntgenképek, vagy mikroszkopikus felvételek ily módon történt tárolása és „kikeresése”. Ennek a technikának a jelentőségét még csak fokozza, hogy szabad szemmel nem érzékelhető képeket is megjeleníthetünk – például fluoreszkáló anyaggal kezelt sejtek térbeli elhelyezkedésének láthatóvá tétele.

Az ilyen – és hasonló jellegű – képek tisztán software-úton, vagyis programok írásával állíthatók elő és jeleníthetők meg, a már ismertetett eszközökön kívül újabb hardware-igényt nem jelentenek.

A berendezések a nyolc szín mindegyikén belül két különböző intenzitást érzékelhetnek, illetve mivel a berendezés a színeknek megfelelő világosságjelet is előállítja, képpontonként 16 különböző gradációjú szürkességi szintet tudnak megjeleníteni a feketétől a fehérig. A kisebb képfelbontású (30 ezer képpontú) konfigurációnak a külső tára minimalizált, csupán két tv-sorelemnyi, így a memóriaszervezés és a képátírás is a mikroszámítógépen belül történnek, belső programok segítségével.

A megjelenítő az M 051 mikrogéphez olyan csatlóártyán keresztül illeszkedik, amely 500 kszó/sec információáramlási sebességet biztosít, folyamatosan. A képre fenntartott tár kapacitása 6 kszó, a kép frissítése 50 Hz-es.

A nagyobb felbontású (120 ezer képpontú) berendezés félvezetős külső tárában az egész képet tárolja. Ennek köszönhető, hogy a tv-képfelíráshoz nem kell közvetlenül a mikrogép memóriájához fordulni, ami viszonylag lassúbb eléréssel lehetséges. Új kép létrehozásához csak az előző képhez viszonyított változást kell átvinni.

Szki

SZÁMÍTÁSTECHNIKAI KÖZPONTJAINK ÉS KÜLTÉREI

M 051 típusú mikroszámítógép saját memóriáját használja mint háttértárat a teljes kép tárolására. 144 x 146 képpont megjelenítésére alkalmas. Felbontóképességét a kijövő jelek sebességhatára szabja meg.

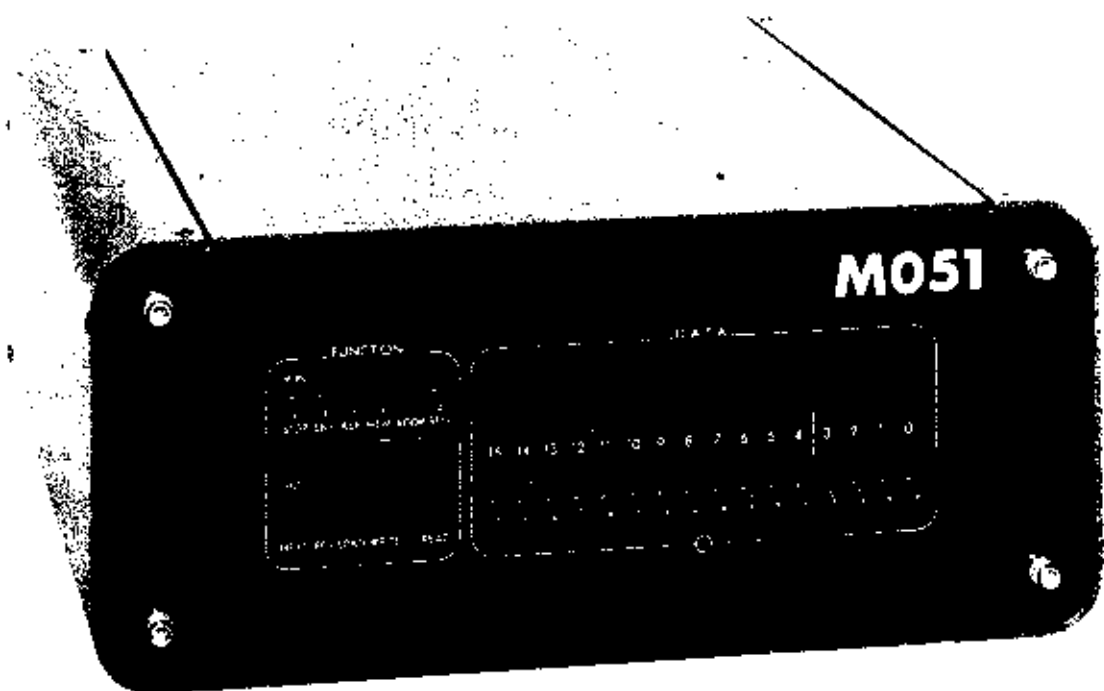
b) A nagyobb felbontóképességű berendezés szintén M 051 mikroszámítógéphez csatlakozik, de gyors működési külső háttértárral rendelkezik. Ez 384 x 292 képpontot tud megjeleníteni, ami azt jelenti, hogy a tv-képernyőn egy úgynevezett félképen belül minden páros, vagy páratlan sorban levő elemek különbözők lehetnek.

Egy képelem nyolc különböző szinten jelenhet meg és ex 3 bit-nyi információval határozható meg.

Az egy képponthoz tartozó negyedik bit az intenzitást szabja meg. Minden színösszetevőhöz tartozik egy kettes számrendszerben levő helyi érték. Ha itt 0 áll, akkor az adott színágyú nem működik, ha 1, akkor a színágyú üzemel.

A legmagasabb helyi érték a zöld színösszetevőt határozza meg, majd a csökkenő helyi értékeken a kék, piros és színintenzitást meghatározó bitek vannak.





A SZÁMÍTÁSTECHNIKAI KOORDINÁCIÓS INTÉZETBEN KIFEJLESZTETT SZÍNES KÉPMEGJELENÍTŐ SZÁMÍTÓGÉP PERIFÉRIÁK

A képmegjelenítők műszaki megoldása függ a megjelenítő képcsőtől; lehet tárolóképernyős és tévétechnikán alapuló fekete-fehér (kétszintes vagy többszintes) és színes.

A Számítástechnikai Koordinációs Intézetben (SZKI) a kétszintes tárolóképernyős megoldás mellett kifejlesztették a színes tévétechnikán alapuló képmegjelenítő-típust is, amelyik fekete-fehér - 16 szürkességi szintet érzékelhető - megjelenítőként is használható. A megjelenítés szab-

ványos sorozatgyártású színes RGB (Rot-Grün-Blau, piros-zöld-kék színösszetevős) monitorokkal lehetséges, vagy secam, illetve pal rendszerű kódolás után bármilyen színes tv-vevőkészülékkel elvégezhető.

A megjelenítés képfelbontás szempontjából is változó. Az SZKI-ban két, eltérő felbontóképességű és különböző célra használható, színes megjelenítőt fejlesztettek ki.

a) A kisebb felbontóképességű berendezés az

A különböző adókeverők alkalmazásával elérhetjük, hogy a 28 - 30 MHz-es sávban előállított jelet keverjük fel egy lépésben a 432, vagy a 144 MHz-es sávba. A földi célra alkalmas adók kiválóan megfelelnek a műholdas célra is, amennyiben a kívánt sávvezetben üzemelnek.

A kábel csillapítását úgy küszöbölhetjük ki, hogy az adó végfokozatát (esetleg a keverőt is) az antenna közelében helyezzük el. Az utóbbi esetben 14 vagy 28 MHz-et kell a kábelben az antennához juttatni, amit kis veszteséggel megvalósíthatunk.

Adó-vevő elrendezést nem alkalmazhatunk, hiszen a duplex üzemmód miatt egyidejű adásra illetve vételre van lehetőségünk, ami az összeköttetés biztonságát fokozza.

Az összeköttetések létrehozása eltér a megszokott RH- vagy URH-módszerektől. A legfontosabb a műhold helyzetének megfelelő antennaállítás, majd a saját jel azonosítása. Ezt leggyakrabban az adás megszűnésével, pontok adásával (lehetőleg szerint rövid ideig) érhetjük el.

Ha a saját jelünk megvan, a saját jelet hallgatva korrigálhatjuk az antenna helyzetét, optimalizálhatjuk a vétel polarizációs síkját. A Doppler-csúszás miatt nehéz előre meghatározni, hogy pontosan hol várható a saját adásunk. Célszerű a vevőt állandó frekvencián hagyni és az adóval hangolva keresni meg a saját jelet.

Igyekezzünk gyorsan, röviden, fogalmazni, hogy másoknak is lehetőséget adjunk! Ha észrevesszük, hogy a billentyű bonyolításakor csökken az átjátszó háttérzaja, akkor csökkentjük a teljesítményét. Ne törekedjünk arra, hogy mindenképp 9-es riportot kapjunk! Az 599-es riport esetleg azt jelenti, hogy a szükségesnél nagyobb teljesítménnyel dolgoztunk.

19.5. Kísérletek műholdakkal

Az amatőr műholdak elsődleges feladata a rádióamatőrök hírközlési lehetőségeinek biztosítása; új lehetőség a klasszikus URH-összeköttetések mellett.

Az amatőr forgalom mellett (különösen szerdai napokon, amikor a műhold a forgalom elől elzár) lehetőség nyílik más jellegű kísérletek lebonyolítására is.

Ezek közül legérdekesebbek az oktatáshoz kapcsolódnak. Az amatőr műhold-rendszer ugyanis az egyetlen a világon amely szabad belépésű. Pályaelemei, felépítése pontosan ismert és publikált, ezért segítségével jól szervezhető az oktatást (különösen hírszállástechnikai vonatkozásban) illusztráló bemutatók.

Az átjátszó segítségével megmérhető a műhold és a földi megfigyelő távolsága. A mérés elve a műholdig illetve vissza megtett út (kúszlettési) idején mérésén alapul.

Érdekes kísérleteket folytattak mozgó állomásokkal történő összeköttetésekkel. A mozgó állomás szárazföldön, levegőben és vízen mozgott.

A Budapesti Műszaki Egyetem rádióklubja hetenként IARU-híreket, műhold-információkat sugároz az európai amatőrök számára műholdon keresztül.

Hazánkban az első két műholdas összeköttetést is a HG5BME operátorai hozták létre. Ekkor a Földről az O - 7-re adták (432 MHz) a jeleket, ez 144 MHz-en átadta a tőle kb. 500 km-re levő O - 6-nak, amely a 29 MHz-es sávban továbbította vissza a Földre.

Az O - 7 felhasználásával szimuláltak repülőgép-kerecsét, helymegha-

tározást és orvosi adatok továbbítását is.

A telemetria-adatok vétel, feldolgozása is sok amatőrt vonz. Sok helyen az egyszerű, morze- vagy géptávirókódban sugárzó amatőr műhold vétel jelenteti az egyetlen lehetőséget az úrtávközlésbe történő közvetlen bekapcsolódásba.

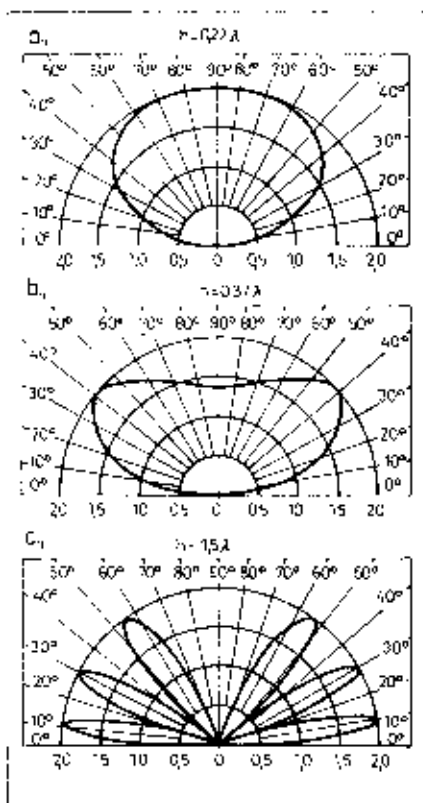
19.6. Távtlati tervek

Könyvünk megjelenésekor már a O - 8-as is pályára állt. Adatai:

Pályamagasság: 880 km
Periódusidő: 102,79 perc
Délszög: 98,89°
A-üzemmód: Föld-műhold: 145,85 - 145,96 MHz
műhold-Föld: 29,4 - 29,5 MHz
telmetria: 29,4 MHz
J-üzemmód: Föld-műhold: 145,9 - 146 MHz
műhold-Föld: 435,1 - 435,2 MHz
telmetria: 435,096 MHz
Kimenő teljesítmény: mindkét átjátszónál kb. 2 W PEP

A szovjet műhold-sorozat is 1978-ra várható. Előzetes adatai szerint pályája O - 8-hoz lesz hasonló, átjátszója az O - 8 A-üzemmódjának felel meg.

Az „új generációt” jelentő első műhold 1979 végén várható. A pálya küszöb alakját a 19.12a ábra, a műhold felépítését pedig a 19.12b ábra mutatja. Fedélzeten két átjátszó lesz. Az egyik a 144/432 MHz, a másik 432/144 MHz-es frekvenciasávban üzemel. Pontos adatai a könyv írásakor még nem voltak ismeretesek. Sikeres startja után Európa és az USA vagy Afrika között naponta több órán át lehet majd forgalmazni.



19.10. ábra. Dipól függőleges iránykarakterisztikája különböző szerelési magasságok esetén

Antenna

A jelek az antennából indulnak és oda érkeznek. Az antennák optimális működés műholdra célra kissé bonyolultabb feladat, mint földi összeköttetésekénél. Induljunk el az egyszerűbb megoldásoktól a bonyolultabb felé.

A műholdról érkező jelek polarizációja a műhold mozgása (bukdácsozás, pörgés) miatt változik. A műhold helyzete a földi megfigyelőhöz képest szinte az égbolt minden részén lehet. A legegyszerűbb antenna, amelynél a követsést nem szükséges megoldani, a dipól vagy a keresztidipól elrendezés.

A dipól függőleges sugárzási karakterisztikáját a 19.10. ábra mutatja, különböző felerősítési magasságok esetén, jól vezető föld fölött. A számunkra optimális magasság 0,37 hullámhossznyi, mert akkor kapjuk a legkedvezőbb alakú nyílásszöveget. A zenit irányban jelentkező minimum („be-huppanás”) kedvező, hiszen ekkor a műhold a fejünk fölött, tehát közel van, így egyébként nagyobb jelet kapnánk.

A polarizáció változását körpolarizált antenna felhasználásával csökkenthetjük. Ekkor elérhetjük, hogy a vett jelben nem lesznek éles, hosszú elhallulások.

Legjobb azonban két dipólt használni egymástól függetlenül és „kéz-zel” mindig kiválasztani a nagyobbik jelet. A gyakorlatban ez nem jelent kezelési nehézséget, átlagosan 2-3

percenként kell átkapcsolni az antennát.

A két-dipólos elrendezés különösen a 29 MHz-en hasznos, ahol a nagy méretek miatt az antenna (yagi) forgatása függőleges irányban szinte megoldhatatlan.

Magasabb frekvenciákon különösen adásra alkalmas a dipól vagy a keresztidipól. Vételnél ugyanis törekedni kell a lehető legnagyobb nyereségre, hogy a gyenge jeleket is venni tudjuk.

Nagyon fontos, hogy a vételi oldalunk legyen mindig a jobb, hogy a saját jelünket, illetve a gyengébb állomásokat venni tudjuk. Ha a vevő-oldalunk gyenge, ez arra ösztönöz, hogy egyre nagyobb teljesítménnyel adjunk. Ezzel pedig másokat kiszorítunk, vagy tiltásba vezéreljük a hálókat.

Magasabb frekvenciákon a 19.11. ábra szerinti antenna-elrendezést használhatjuk. Alapantennának bármelyik, legalább 9-10 dB nyereségű antenna megfelel. Az antennákat körpolarizált vételre vagy adásra is kialakíthatjuk, de független, átkapcsolható vételi aszímításba jöhet. Az utóbb általában jobb eredményt ad, megvalósítása viszont bonyolultabb.

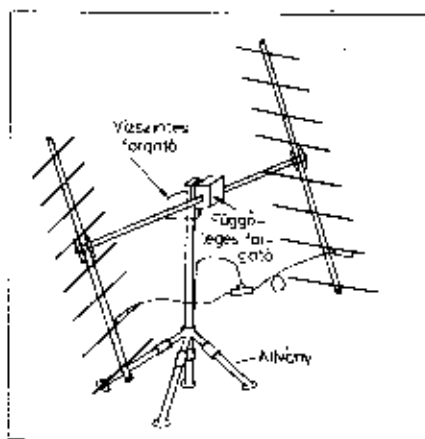
Vevő

Az előzőekben lártak szerint a vevőkészülék, illetve a vételi elrendezés (vevőantenna + vevőkészülék) kialakításra kell a legnagyobb gondot fordítani.

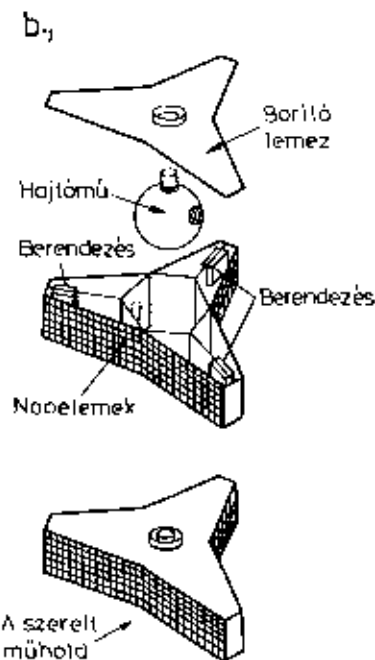
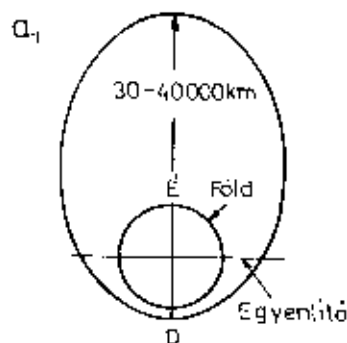
A vevőantenna és a vevőkészülék közötti távolság általában néhány száz tíz méter lehet. A kábel csillapítása 144 MHz-en (átlagos kábel esetén) 1-2 dB/10 m is lehet. 20-30 méter kábel beiktatása már jelentősen leronthatja berendezésünk egyébként jó zajtényezőjét.

Az előerősítőt (29 MHz) vagy a konvertert (144 és 432 MHz) minden esetben a legelőszerebb az antennához közel, legfeljebb néhány méteres kábel után elhelyezni. Nem tanácsos az adó- és vevőantennát egymáshoz nagyon közel telepíteni, még akkor sem, ha az egyik 144, a másik 432 MHz-en üzemel.

A vevőkészülék hangulói tartomá-



19.11. ábra. Forgatható antenna jellegzetes elrendezése



19.12. ábra. Az új generációs műhold pályája (a) és a műhold felépítése (b)

nya az átjátszó sávjánál (legalább a maximális Doppler-csúszás értékével) nagyobb legyen.

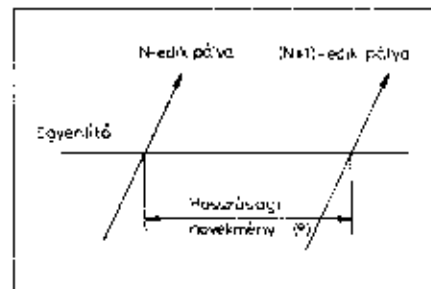
A vevő ellenőrzésére legjobb a vételi kezdetekor a telemetria-adót figyelni. Ha a vétel kifogásolt, akkor a vevők jól működnek.

Nagy gondot kell megválasztani az adó és vevő frekvenciatervét, különben vevőkkel nem a műholdon keresztül halljuk az adót, hanem valamilyen kombinációban teremtünk.

Adás

Több megoldás lehetséges, melyet főleg a használni kívánt üzemmód határoz meg. A klasszikus elven működő adók (oszillátor + sokszorozók + végfok) hangulósít VCXO-elrendezésben egyszerű megoldani. A teljes átjátszó sáv 50-100 kHz széles, melyet a VCXO-val könnyedén áthangolhatunk.

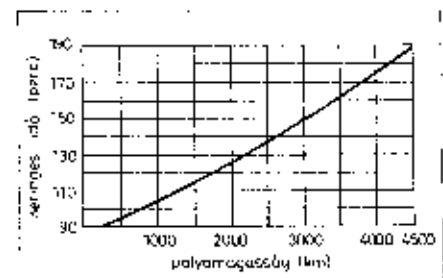
Égyenlítő metaszéle (fok)	Belépés idője (perc)	Belépés helye (fok)	Maximum időpontja (perc)	Maximum helye (fok)	Maximális emelkedés (fok)	Kilépés idője (perc)	Kilépés helye (fok)
250	22	37	27,5	6	6	23	-26
252	22	37	27	8	6	22	-21
254	21	42	26,5	10	6	21,5	-19
256	20	47	26	12	6	22	-22
258	20	47	25	14	6	22	-22
260	19	52	25	17	7	21	-18
262	19	52	24,5	18	7	21	-18
264	18	57	24	20	8	21	-19
266	17	62	23,5	24	8	21	-19
268	17	62	23,5	25	9	20	-16
270	16	68	23	28	10	20	-16
272	16	68	23	28	11	20	-18
274	15	74	22,5	27	11	20	-18
276	14	79	22	21	12	20	-13
278	14	80	21,5	24	13	20	-13
280	13	86	21	26	15	20	-14
282	13	86	20,6	29	16	20	-14
284	12	91	20,5	33	17	20,5	-13
286	12	93	20	41	18	20	-11
288	11	98	20	40	20	20,5	-10
290	11	100	19,5	44	22	20	-12
292	10	106	19	47	23	20	-16
294	10	107	19	49	25	20,5	-15
296	9	112	18	53	27	20	-18
298	9	114	18,5	48	30	20	-12
300	8	119	18,0	58	32	20,5	-12
302	8	121	18	51	35	20,5	-15
304	8	124	17,5	58	38	20,5	-15
306	7	129	17,5	60	42	20,5	-16
308	7	131	17	60	45	20	-16
310	7	134	17	57	50	20	-16
312	6	138	17	60	54	20	-18
314	6	141	16,5	61	59	20	-16
316	6	145	16	66	64	20,5	-17
318	6	148	16	70	70	20	-17
320	5	151	15	60	76	20	-17
322	5	154	16	36	82	20	-17
324	5	157	15,5	158	88	20,6	-18
326	5	161	15,5	-103	88	20	-18
328	5	164	15,5	-95	76	20	-19
330	6	168	15	-92	69	20	-19
332	5	171	15	-107	68	20	-19
334	4	174	15	-102	57	20	-20
336	4	177	15	-99	52	20	-20
338	4	-179	15	-95	47	20	-22
340	4	-175	16	-96	42	20	-22
342	5	-170	15	-92	38	20	-22
344	5	-166	14	-97	35	20	-22
346	5	-163	14	-86	31	20	-22
348	5	-159	14	-98	28	24	-24
350	6	-155	14	-86	25	25	-26
352	6	-153	14	-95	23	23	-31
354	6	-149	15	-84	20	23	-31
356	6	-143	15	-90	17	23	-31
358	6	-140	15	-82	15	23	-32
360	6	-137	15	-81	18	23	-32



19.8. ábra. A hosszúsági növekmény értelmezése

Némi gyakorlattal a műhold követése nagyon egyszerűvé válik. Sokak számára a követés valami „misztikus” dolgot jelent. A valóságban a nagy antenna-nyílásszögek miatt az átvonulás során (10–25 perc) csak 4–5 alkalommal kell az antenna helyzetét változtatni.

Kis emelkedésű pályáknál, vagy adott irányú összeköttetésnél 3–5 percig is lehet forgalmazni 10 dB nyereségű antennával anélkül, hogy az antennt mozgassunk.



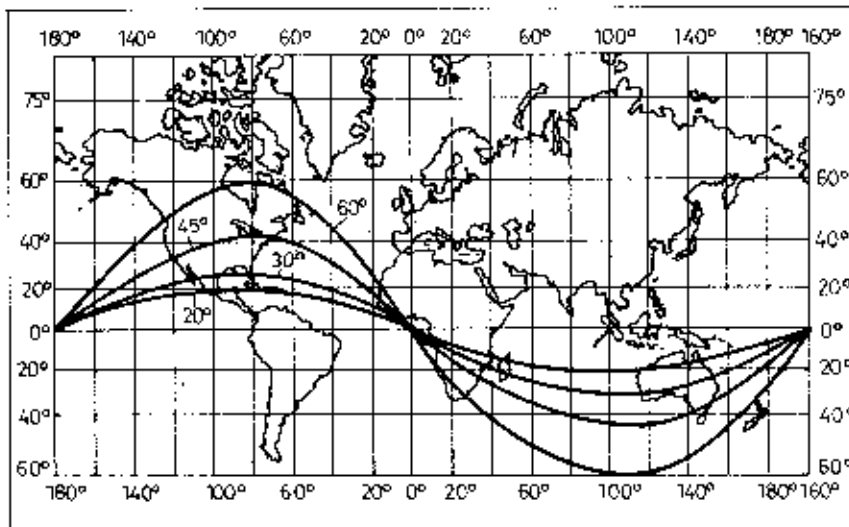
19.9. ábra. A műhold keringési ideje különböző pályamagasságokra

19.4. Műholdas összeköttetésre alkalmas állomás felépítése

A könyvünk írásakor üzemben levő műhold (az O–7) maximum 80–100 W ERP teljesítményt igényelt a megbízható átjátszáshoz. A távlati fejlesztések ismeretében állíthatjuk, hogy a jövőben fellövésre kerülő műholdak sem igényelnek nagyobb teljesítményt.

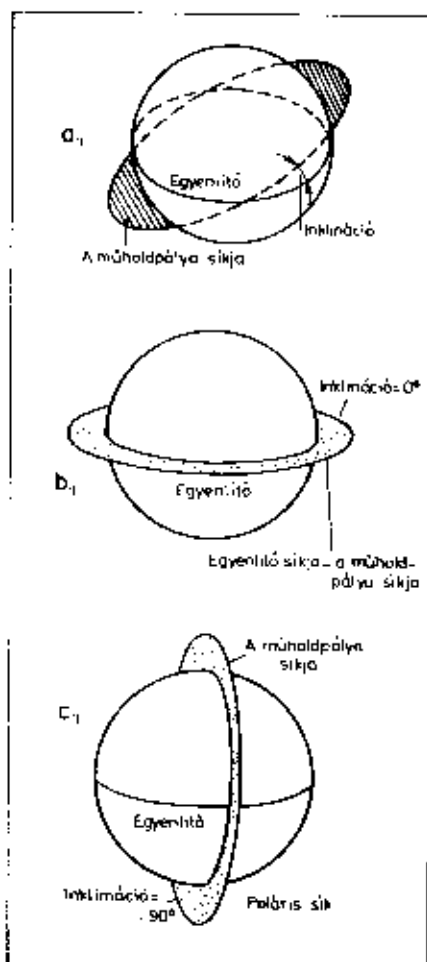
Véteknél is hasonló a helyzet. A jelenlegi jó vevőberendezések megfelelően műholdas vevőállomásként is. Akiben tehát lelkesedés van és rendelkezik ÜRH-állomással, rövid időn belül forgalmazhat műholdon keresztül is, hiszen ez nem igényel különleges technikai felkészültséget. Igaz, hogy állomás talán nem lesz optimális, de ha valaki a következőkben leírtakat figyelembe veszi, gyorsan jó állomáshoz juthat.

19.7. ábra. A különböző dőlésszögű pályák vetülete a Földre



19.1. táblázat. Az OSZAR - 7 műhold előrejelzési táblázata. Az időszámok az egyenlítő délféltől számítanak. (A műhold kb. 17°-tól 111°-ig nem látható)

Egyenlítő metszése (fok)	Belépés ideje (perc)	Belépés helye (fok)	Maximum időpontja (perc)	Maximum helye (fok)	Maximális emelkedés (fok)	Kilépés ideje (perc)	Kilépés helye (fok)
0	6	-137	15	-81	13	23	-32
2	7	-190	15	-80	11	23	-32
4	7	-127	15	-79	10	22	-38
8	8	-120	15	-78	8	22	-37
10	9	-110	15	-76	5	21	-41
12	10	-103	15	-75	3	20	-49
14	11	-98	15	-74	2	20	-46
16	11	-84	15	-70	1	19	-59
112	39	54	42	71	1	45	88
114	38	49	42,5	75	3	47	109
116	37	44	42,5	76	4	48	108
118	37	44	42,5	77	5	48	108
120	36	39	42,5	77	7	50	121
122	35	39	42,5	78	9	50	133
124	35	35	42,5	79	10	51	130
126	35	35	43	84	12	51	133
128	35	34	43	85	14	51	136
130	34	30	42,5	82	16	52	141
132	34	30	43	88	16	51,5	144
134	34	30	43	89	21	51,5	147
136	34	28	43	91	23	53	155
138	33	26	43	92	28	53	156
140	33	26	43	94	29	53	162
142	33	25	43	93	32	52	162
144	33	25	43	100	36	53,5	170
146	33	24	43	102	40	53,5	173
148	32	22	43	104	44	53	174
150	32	22	43	107	48	54	180
152	32	21	42,5	109	53	54	-175
154	32	21	42,5	104	59	53,5	-174
156	32	20	42,5	109	65	53	-171
158	32	20	42,5	118	71	53	-167
160	31	19	42	97	77	53,5	-164
162	31	18	42	106	84	53	-161
164	31	18	42	-180	87	52	-160
166	31	18	42	-100	81	52,5	-154
168	31	17	41,5	-83	75	53	-151
170	31	17	41,5	-71	69	52,5	-148
172	31	16	41,5	-74	68	52	-145
174	31	16	41	-62	58	51,5	-141
176	30	16	41	-66	58	52	-139
178	30	16	40,5	-57	49	51,5	-126
180	30	15	40,5	-60	45	51	-130
182	30	15	40	-54	41	50	-127
184	30	15	39,5	-50	38	50	-126
186	30	14	39,5	-51	35	50	-122
188	30	14	39,5	-58	32	49	-117
190	30	13	39	-48	29	49	-115
192	30	12	38,5	-44	27	48,5	-112
194	29	15	39	-41	25	47,5	-107
196	29	14	39	-42	23	48	-105
198	29	14	37,5	-38	21	47	-101
200	29	13	37,5	-40	20	45,5	-94
202	29	13	37	-37	18	45	-91
204	29	12	37	-30	17	45	-89
206	29	12	36,5	-35	16	44	-84
208	28	15	36,5	-37	14	44,5	-85
210	28	15	36	-34	13	44	-82
212	28	15	35,5	-30	12	43	-77
214	28	14	35	-28	11	43	-76
216	28	14	34,5	-25	10	42	-71
218	28	13	34,5	-26	10	42	-70
220	27	17	34	-24	9	41	-65
222	27	17	33,5	-21	8	40	-60
224	27	16	33	-19	8	40	-59
226	27	16	32,5	-17	7	39	-54
228	26	20	32,5	-15	7	39	-54
230	26	20	31,5	-12	6	38	-49
232	26	20	31	-9	6	36,5	-42
234	26	19	31	-8	6	36	-39
236	25	24	30	-6	5	35,5	-37
238	25	23	30,5	-7	5	36	-39
240	24	28	29,5	-5	5	35	-32
242	24	28	29	-1	5	35	-35
244	24	28	28,5	1	5	34,5	-33
246	23	32	28	4	5	34	-30
248	23	32	28	5	5	33,5	-28



19.6. ábra. A műholdpálya dőlészögének értelmezése

- az egyenlítő délfésének ideje helyi időben (UT + 1): 08^h52^m
 - a műhold a horizonton lesz: 09^h23^m (délési idő + 1 óra + 174°-nál a táblázatból kiolvasható idő: 31 perc);
 - a műhold legnagyobb emelkedését éri el: 09^h33^m (délési idő + 1 óra + a táblázatból kiolvasható idő);
 - a műhold elhagyja a horizontot: 09^h44,5^m (délési idő: 1 óra + a táblázatból kiolvasható idő).

A három időponthoz tartozó, a saját környezetünkre vonatkozó szögek (két irány a belépésnél és kilépésnél, +1 irány és emelkedés a hozzánk legközelebbi helyzetre) a következők:

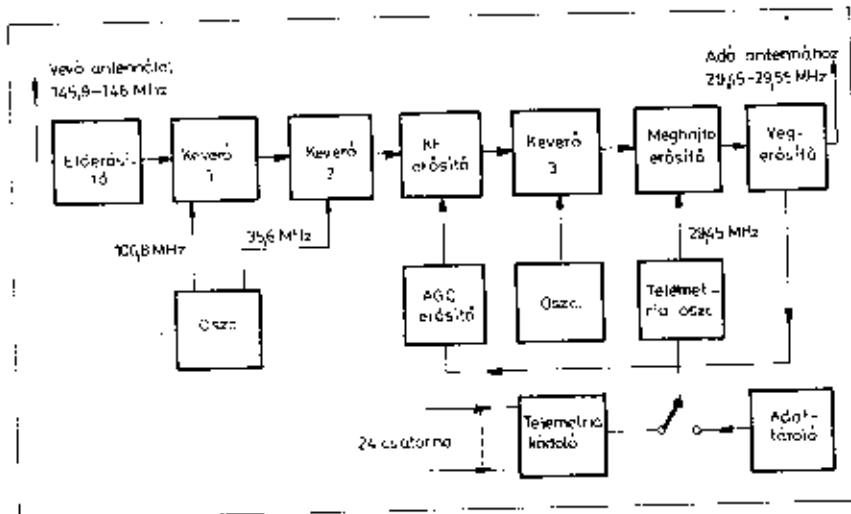
Belép: 16°

Maximum: -62°, emelkedés: 58°

Kilép: -141°

A horizontális szögeket északról keletre (+) és nyugatra (-) mérjük. Ezek az adatok, illetve a táblázat csak az 0 - 7-ra vonatkoznak. De hasonló táblázat állítható elő más műholdakra is.

Több grafikus elvet alkalmazó, általában egy évre vonatkozó előrejelzés van forgalomban, melyeket, ha a 19.1. táblázattal kombinálunk, megfelelő pontosságot adnak.



19.3. ábra. Az 0-6 műhold átjázójának felépítése

szonyított mozgását a pályaelemek ismeretében pontosan előre jelezhetjük. Erről a későbbiekben még részletesebben esz szó lesz. A sikeres műholdas összeköttetések első, elengedhetetlen feltétele az előrejelzés.

Az előrejelzés ismeretében meg tudjuk mondani, hol van a műhold, tehát kézi vagy automatikus úton az adott irányba állíthatjuk antennánkat. Rögzített antenna esetén az előrejelzés birtokában meg tudjuk mondani, mikor van esélyünk összeköttetésre.

A műhold-Föld útvonalon a felmenő és visszajérkező jeleink az ionoszférán haladnak át. Ennek következtében a polarizáció síkja az eredetitől eltérhet, elfordulhat. A földi vételkezh tehát lehetőleg olyan antennát kell használnunk, amely nem érzékeny a polarizációs alk változására, vagy log-

alább két egyenlőre merőleges síkban kell venni a jeleket.

A műhold mozog a megfigyelőhöz képest. Ennek következtében a vett jelek frekvenciája változik (Doppler hatás).

A 19.5. ábrán 145 MHz-ra és 435 MHz-ra leolvashatjuk a maximális frekvenciaváltozást, amely 8 kHz és 20 kHz 1600 kilométer magas pályára. Ez az „egyutas Doppler”, melyet akkor tapasztalunk, ha a műhold telemetria-jelét figyeljük.

Két állomás esetén, vagy egy 432 MHz-en adott és 145 MHz-en vett jelnél a Doppler-összűrés két úton keletkezik és nehéz megmondani, hogy eredőben (a saját vevőnkben hallgatva) mekkora lesz.

Egy biztos: másképpen fog változni a partner frekvenciája, mint a sajátunk. Adott esetben dönteni kell, hogy keskenysávú vételénél a saját jelünket akarjuk ellenőrizni, vagy csak a partnert figyeljük.

Az előzőekből következik, hogy állomásra hangolva nál a saját vevőben hallott „zéró bit” a partnerrel esetleg 1-2 kHz-el a saját adásunk frekvenciája mellett jelentkeznek. Ezeket számolni kell és a jelentkező állomásokat 2-3 kHz-es sávban kell keresni.

Ne feledjük, hogy a műholdas összeköttetések biztosítják a duplex lehetőséget is (egyidejű adás és vétel mindkét állomáson), melyet jelenleg földi összeköttetéseknel nehezen tudunk megvalósítani.

A Doppler-összűrés a legnagyobb akkor, amikor a műhold legközelebb van hozzánk, hiszen akkor a legnagyobb a relatív (megfigyelő - műhold) sebességváltozás.

Az előzőek tükrében világos, hogy az átjázó sávhatárai is a földi mérésnek felelnek meg és gyakran előfordul, hogy üzem közben a névleges átjázó frekvenciasáv „mozog”. Ez különösen jelölős például a 0-7 esetében, ahol az átjázó sávvezérlése 50 kHz, de a Duppler-összűrés 20 kHz is lehet.

19.3. A műholdak pályaelemeinek számítása

Az eddig fialt műholdak kör alakú pályán mozogtak, olyan pályasíkkal, amely közel az északi-déli sarkon ment át. A pálya dőlésszöge (inklinációja) 100-110° körül volt.

A 19.6. ábra a pálya dőlésszögének megértését segíti. A referenciaalk az egyenlítő síkja.

Az adott inklinációhoz tartozó pálya vetületét a Földre jól láthatjuk a 19.7. ábrán. A 19.8. ábra az egyenlítő szög növekvény értelmezését segíti. A 19.9. ábráról az adott pálya magassághoz tartozó keringési idő olvasható le.

A műhold pályája a számításba jöhető 3-5 éves időtartam alatt gyakorlatilag nem változik. Ez azt jelenti, hogy az amatőr szempontjából az egyenlítő síkját azonos helyen átlépő műhold mozgása az átlépés időpontjától mért idő szerint mindig ugyanaz lesz.

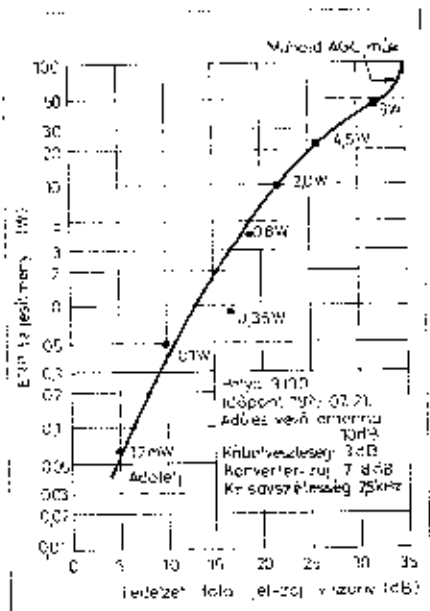
A jelenleg széles körben alkalmazott előrejelzési módszer alapja a műholdnak az egyenlítő síkján való áthaladási időpontja és helye. Ezek az adatok előre, egész éves előrejelzés formájában megkaphatók, vagy egy-egy referencia-adatból tovább számíthatók.

Pl.: 0-7-re 1978. dec. 4.

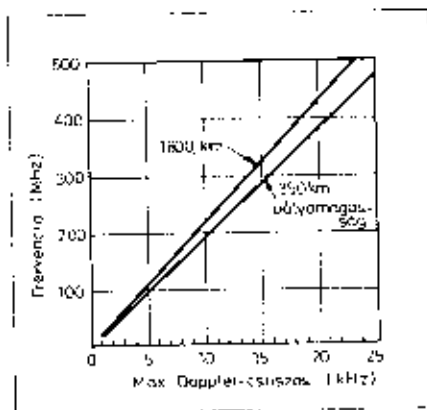
pályaszám	Egyenlítő metszéspontja helye	ideje (UT)
13 964	173,5°	07 ^h 52'
13 965	202,2°	09 ^h 47'

Az adatokat tovább számíthatjuk, ha a műholdra jellemző szög növekvényt és keringési időt hozzáadjuk az előző pálya adataihoz. Az egyenlítő metszéspontjának ismeretében megadhatjuk a műhold saját horizontunkra vonatkozó mozgását. A számítás bonyolult, csak a számunkra érdekes végeredményt tüntetjük fel táblázatos formában (19.1. táblázat).

Az időt az egyenlítő földi idejétől számítjuk. A helyi időt a táblázatunk alapján korrigálni kell. Az előző példánál maradván:



19.4. ábra. W3GEGY mérési eredménye az 0-7 B-üzemmódjában



19.5. ábra. A Doppler-összűrés nagysága a frekvencia függvényében két pályamagasságra

19. Műholdak rádióamatőrök számára

Dr. Gschwindt András okt. vill. mérnök HA 5 WH

Alig négy év telt el az első mesterséges hold startja után, amikor 1961. december 12-én elindult földkörüli útjára az első, rádióamatőrök által, rádióamatőrök számára készült műhold, az OSCAR - 1.

Az OSCAR elnevezés azóta az amatőrök széles tömege előtt ismertté vált (eredete: Orbiting Satellite Carrying Amateur Radio). Az első még csak telemetria és „Hi-hi” azonosító jeleket sugárzott és csak az 1965-ben startolt O - 3 fedélzetén volt aktív átjátszó, melynek adatai és vételi érvja egyaránt a 144 MHz-es sávban volt.

Az O - 3 startjával egy új szakasz kezdődött az amatőrök életében. Magindult az űrhírközlés a rádióamatőrök körében is.

A O - 4 1965 végén már kétsávos átjátszót vitt a fedélzetén. A pályára állás hibája miatt a műhold nagyon rövid élettartamú volt. Ekkor született az első összeköttetés a Szovjetunió és az USA között. (UP2ON és K2GUN).

Az O - 5 berendezéseit az ausztrál amatőrök készítették. 28 és 144 MHz-es telemetria jeleket sugárzott az 1970-es év terjedési tulajdonságának vizsgálatához.

1972. október 15-én startolt az O - 6, amely az egyik legsikeresebb műholdnak tekinthető. 144/28 MHz-es átjátszója 1977 közepéig használható maradt.

Az 1974 novemberétől működő O - 7 már két átjátszót vitt a fedélzetén, amelyek felváltva üzemeltethetők.

A fejlődés nem állt meg. Jelenleg az O - 8 már üzemel, az O - 9 fejlesztés alatt áll és rövidesen megindul a hasonló felépítésű szovjet műhold is.

19.1. Az URH összeköttetések távolságának, megbízhatóságának növelése műholdakkal

Az URH-terjedésben járatos amatőrök jól tudják, hogy a megbízható összeköttetés két pont között akkor léte

sülhet, ha a két pont rádiós szempontból „látja” egymást. Az ultrarövid hullámok terjedése, a lény terjedéséhez hasonló. Az áthidalható távolság növelése csak átjátszók közbeiktatásával lehetséges. Ezeket az átjátszókat lehetőleg magas hegyekre, dombokra kell telepíteni, hogy minél nagyobb távolságú átvitelt biztosítsanak.

A földi magasság növelésének háttérzab a hegyek, dombok magassága. További „magasságnövelés” csak műholdak alkalmazásával lehetséges.

A műholdakkal létrehozható összeköttetések maximális távolságát a műhold pályamagassága határozza meg. A 19.1. ábra alapján adott pályamagasság esetén megmondhatjuk a maximális elérhető távolságot. Ez például az O - 7 esetén (1500 km-es pálya) 8000 kilométernél nagyobb távolságú összeköttetési lehetőséget jelent.

A 19.2. ábra jól mutatja, hogy két állomás esetén egy adott műholdal milyen hosszú ideig tartható fenn az összeköttetés. Ez az idő nem lehet hosszabb, mint az ún. közös látóhatóság ideje. (Terjedési rendellenességek esetén jóval nagyobb távolság is áthidalható.)

A rádióamatőrök számára készülő műholdak az ún. szabad belépéses rendszerekhez tartoznak, ami azt jelenti, hogy a világ bármely részén levő amatőr korlátozás, használati díj befizetése nélkül használhatja a műholdat.

A fedélzeti átjátszók lineáris rendszerek, ami lehetővé teszi, hogy sok állomás egyidőben, vegyes üzeműdében, egymás zavarása nélkül tud forgalmazni. A valószínűleg azonban nem ilyen egyszerű a helyzet. A műholdak kimenő teljesítménye nem végtelen. Tipikusan 1 - 10 W körül van. Ez azt jelenti, hogy lineáris átjátszás esetén az 1 - 10 W-os teljesítményt kell megosztani a 10 - 50 állomás között.

A 19.3. ábrán feltüntettük a O - 6 műhold 144/28 MHz-es átjátszójának egyszerűsített felépítését. Az átjátszót túlvizérlés ellen az AGC-áramkör védi. Ha egy kiemelkedően nagy teljesítményű állomás belép, az AGC csökkenti az erősítést és ezzel a műhold érzékenységét. A kisteljesítményű állomások tehát kiszoríthatnak, eltűnhetnek a zajban, ha valaki nagy teljesítményt használ.

A földi összeköttetésektől eltérően nagyon fontos, hogy az összeköttetésekhez szükséges legkisebb teljesítményt használjuk, különben a többi amatőr társunktól veszítjük el az összeköttetés lehetőségét.

A műholdas összeköttetéshez szükséges teljesítmények azonosok, vagy gyakran kisebbek a földi összeköttetésekhez szükségeseknél. A 19.4. ábra az

O - 7 műhold mérési eredményeit tünteti fel. Érdemes megjegyezni, hogy a 0,1 - 1 W ERP teljesítmény már használható összeköttetésre, ha a műholdat nagyobb teljesítményű állomások nem használják!

Ezen sorok írásakor az O - 7-es műhold volt üzemben, amelynek adatai az alábbiak:

Pályaadatok:

Kör alakú pálya, magassága: 1400 km

periódusidő: 114,945 perc
délésszög: 101,59°

Átjátszók:

A-üzemmód:

Föld-műhold: 186,86 - 146,96 MHz

műhold-Föld: 29,4 - 29,6 MHz

telemetria: 29,502 MHz

B-üzemmód:

Föld-műhold: 432,125 - 432,175 MHz

műhold-Föld: 145,975 - 146,925 MHz

Kimenő teljesítmény:

A-üzemben: 1 - 2 W PEP

B-üzemben: 4 - 8 W PEP

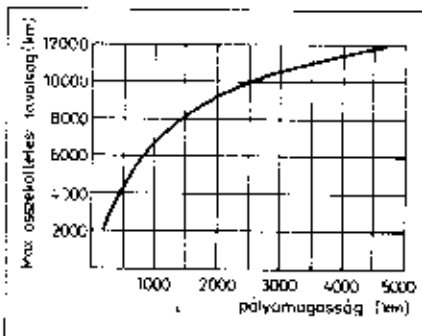
Az amatőr állomások számára 80 - 100 W ERP! a maximális ajánlott teljesítmény, amelyet sajnos sokan túllépnek.

19.2. A műholdas és földi összeköttetések közötti alapvető különbség

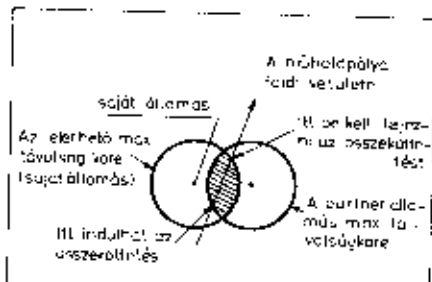
A műhold helyzete az amatőr állomáshoz képest változhat (vagy szinten hold esetén állandó maradhat). A sikeres összeköttetéshez tehát követni kell a műholdat, vagy megfeldű, nagy nyílásszögű antennát kell alkalmazni, amelynek nyílásjában állandóan bennmarad a hold.

A műhold mozgását a pályaelemei határozzák meg. Az amatőr műholdak általában meteorológiai holddal együtt kerülnek pályára, ezért a pálya ún. napszinkron, kör alakú. Magassága 1500 kilométer, vagy az újabb holdak esetében 8 - 900 kilométer.

A műholdak várható megjelenési időpontját és a földi megfigyelőhöz vi-



19.1. ábra. A maximális áthidalható távolság a műholdpálya magasságának függvényében



19.2. ábra. Az összeköttetés maximális időtartamának értelmezése

Hívójel normál speciál	Ország	Kontinens	ARRL-zóna	ITU-zóna	Hívójel normál speciál	Ország	Kontinens	ARRL-zóna	ITU-zóna	
OK-OL	Csehszlovákia	Eu	15	28	UK6L...	= UA5				
ON OR	Belgium	Eu	14	27	UK6O...	= UF				
OR	(belga Antarktiszt álls.)	An	13	67	UK6P...	= UA6				
OX	Grönland	EA	40	05	UK6Q...	= UF				
OY	Faroe Is.	Eu	14	18	UK6U...	= UA6				
OZ	Dánia	Eu	14	18	UK6V...	= UF				
P2	Pápua Új-Guinea	Öc	28	51	UK6W... X... Y...	= UA6				
PA	Hollandia	Eu	14	27	UK7	= UL				
	= PA				UK8A...	= UI				
PI1, 2, 3, 4, 9	Holland Antillák	DA	10	11	UK8B...	= UH				
PI5, 6, 7, 8	St. Maarten	EA	08	11	UK8C... D...	= UI				
PP	= PY				UK8E...	= UH				
PR-PW	= PY				UK8F... G...	= UI				
PY	Brazília	DA	11	13, 15	UK8H...	= UH				
PYØ	Fernando de Noronha	DA	11	13	UK8I...	= UI				
PY, J	St. Peter and St. Paul Rocks	DA	11	13	UK8J... K...	= UI				
	Trinidad I. and	DA	11	13	UK8L...	= UI				
PZ	Marin Vaz	DA	11	15	UK8M... N...	= UM				
	Surinam	DA	09	12	UK8O...	= UI				
	= UA				UK8P... Q...	= UM				
RA-RC srb.	= UA-UC srb.				UK8R... S...	= UJ				
S2	Banglades	Áz	23	41	UK8T... U... V...	= UI				
SK-SM SJ	Svédország	Eu	14	18	UK8W... Y...	= UH				
SP	Lengyelország	Eu	15	28	UK8Z...	= UI				
ST	Svédán	Áf	34	48	UK9	= UA9				
SU	Egyiptom	Áf	34	38	UK9	= UAØ				
SV	Görögország	Eu	20	28	UL	Kazahsztán	Áz	17	30	
SV	Kína	Eu	20	28	UM	Kirgizisztán	Áz	17	42	
SV	Rodosz	Eu	20	28	UN	= UA1N...				
TA	Mount Athos	Eu	20	28	UO	Moldova	Eu	16	29	
	Törökország TA1=Eu,				UP	Litvánia	Eu	15	29	
	TA2=Áz		20	39	UPOL	(SZU sarkkusszó írózó bázis)	-	-	-	
	= TG				UQ	Lettország	Eu	15	29	
	= TI				UR	Esztorozsg	Eu	15	29	
TF	Izland	Eu	40	17	UT	= UB				
TG	Guatemala	EA	07	11	UV-UVX	= UA				
TI	Costa Rica	EA	07	11	UY	= UB				
TI9	Cocos I.	EA	07	12	UZ	= UA				
TJ	Kamerun	Áf	36	47	VE	VA-VC	Canada	EA	1-5	2-4, 9, 75
	= F				VE1	Sable I.	EA	05	09	
TL	Közép-afrikai Közt.	Áf	36	47	VE1	St. Paul I.	EA	05	09	
TN	Kongó	Áf	36	52	VEØ	(kanadai.../MM álls.)	-	-	-	
TR	Gabon	Áf	36	52	VK	Ausztrália	Öc	29, 30	55, 58, 59	
TT	Csóó	Áf	36	47	VK2.../LH	Lord Howe I.	Öc	30	60	
TU	Éleféntcsontpart	Áf	35	46	VK9	Mellich Reef	Öc	30	56	
TY	Benin (Dahomey)	Áf	35	46	VK9	(1974-ig Új-Guinea, Pápua, most F2)				
TZ	Mali	Áf	35	46	VK9N	Norfolk I.	Öc	32	60	
	Szovjetunió				VK9X	Karlszony-sz.	Öc	29	54	
UA1	OSZSZZSZK				VK9Y	Cocos-Keeling Is.	Öc	29	54	
UA3	európai része	Eu	16	19, 20, 29	VK9Z	Willis Is.	Öc	30	55	
UA5	OSZSZZSZK				VKØ	Heard I.	Áf	39	68	
UA6	európai része	Eu	16	29	VKØ	Mazquarie I.	Öc	30	60	
UA8	OSZSZZSZK				VKØ	(ausztrál Antarktiszt álls.)		13	69, 70	
UA9S... W	európai része	Eu	16	29	VO1	Új-Fundland	EA	05	09	
UA9	OSZSZZSZK				VO2	Labrador	EA	02	09	
UØ	OSZSZZSZK				VP1	Belize (Brit-Mondurns)	EA	07	11	
	északi része	Áz	17, 18	20, 21, 30, 31	VP2A	Antigua and Barbuda	EA	08	11	
					VP2D	Dominika-sz.	EA	08	11	
					VP2E	Anguilla	EA	08	11	
					VP2G	Grenada and Dependencies	EA	08	11	
					VP2K	St. Kitts, Nevis	EA	08	11	
					VP2L	Santa Lucia	EA	08	11	
					VP2M	Montserrat	EA	08	11	
					VP2S	St. Vincent	EA	08	11	
					VP2V	British Virgin Is.	EA	08	11	
					VP5	Turks and Caicos Is.	EA	08	11	
					VP7	= C6				
					VP8	Falkland Is.	DA	13	16	
					VP8	Dél-Georgia	DA	13	73	
					VP8	(brit Antarktiszt álls.)	An	13	73	
					VP8	(brit álls. S. Dékney-in)	DA	13	73	
					VP8	(brit álls. S. Sandwich-en)	DA	13	73	
					VP8	(brit álls. S. Sheiland-en)	DA	13	73	
					VP9	Bermuda	EA	05	11	
					VQ9.../A	Seychelles Is.	Áf	39	53	
					VQ9.../C	Aldabra I.	Áf	39	53	
					VQ9.../D	Chagos Is.	Áf	39	41	
					VQ9.../F	Daroches I.	Áf	39	53	
					VR1A	Ferguhar I.	Áf	39	53	
					VR1P	Gilbert Is. and	Öc	31	65	
					VR2	Ocean I.	Öc	31	62	
					VR2	British Phoenix Is.	Öc	31	62	
					VR3	Northern Line Is.	Öc	31	61	
					VR4	Salomon-sz.	Öc	28	51	
					VR5	= A3				
					VR6	Fitcaim I.	Öc	22	63	
					VR7	Central and Southern	Öc	31	63	
					VR8	Line Is.	Öc	31	63	
					VSS	Tuvalu (Ellis Is.)	Öc	31	85	
					VS4	Brunei	Öc	28	54	
					VS9	Hong Kong	Áz	24	44	
						= 8Q				

Hívójel normál speciál	Ország	Kontinens	ARRL-zóna	ITU-zóna	Hívójel normál speciál	Ország	Kontinens	ARRL-zóna	ITU-zóna
CM	Kuba	ÉA	08	11	IBZ	Ponziáne Is.	Eu	15	28
CN	Marokkó	Af	33	37	IC8	Napoli Is.	Eu	15	28
CO	= CM				ID9	Eolite Is.	Eu	15	28
CP	Bolivia	DA	10	12, 14	IE9	Ustica I.	Eu	15	28
CR3	Guinea Bissau	Af	35	46	IF9	Egadi Is.	Eu	15	28
CR4	= D4				IG9	Pelagian Is.	Af	33	37
CR5	Sao Tome and Principe	Af	36	47	JH9	Pantalloria I.	Af	31	37
CR6	= D2				II	= I			
CR7	= C9				IL7	Tremici Is.	Eu	15	28
CR8	Portuguesa Timor	Óc	28	54	IM2	Maddalena Archipelago and other Sardinian Is.	Eu	15	28
CR9	Makao	Az	24	44	ISC	Szardínia	Eu	15	28
CT1	Portugália	Eu	14	37	IT9	Szicília	Eu	15	28
CT2	Azores Is.	Eu	14	36	IW	= I			
CT3	Madeira Is.	Af	33	36	IZ	= I			
CX	Uruguay	DA	13	14	JA	Japán	Az	25	45
	= VE				JD	Mizumi Torishima	Óc	27	60
O2	Angola	Af	36	52	JE-II	Ogasawara Is.	Az	27	45
D4	Capo Verde Is.	Af	35	46	JR	= JA			
D6	= FH				JT	= JA			
DA-DD	= DJ-DL				JW	Mongólia	Az	23	32
DF	= DI-DL				IX	Spitzbergák	Eu	40	18
DJ-DL	NSZK	Eu	14	28	IY	Jan Mayen	Eu	40	18
DM, DT	NDK	Eu	14	28	K	Jordánia	Az	20	39
DU	Füstp-sz.	Óc	27	50	KA	= W			
EA	Spanyolország	Eu	14	37		= JA			
EA6	Baleár-sz.	Eu	14	37	KB6	= W			
EAB	Kanári-sz.	Af	33	36		= W			
EA9	Ceuta and Melilla	Af	33	37	KB7-KC3	Baker, Howland and American Phoenix Is.	Óc	31	61, 62
EA9	Spanyol Szahara	Af	33	37	KC4	= W			
EI	Irország	Eu	14	27	KC4	Navasa I. (USA Antarktiszi álls.)	ÉA	08	11
EL	Libéria	Af	35	46		An	13	70-74	
EL0	(libériai ... (MM állomások)				KC5	= W			
EP	Irán	Az	21	40	KC6	Kaiser-Karolin-sz.	Óc	27	65
ET	Etiópia	Af	37	48	KC6	Nyugat-Karolin-sz.	Óc	27	64
ET .../A	= FL .../A				KG4	= W			
F	Franciaország	Eu	14	27	KG5	Guantanamo	ÉA	08	11
FBBW	Crozak Is.	Af	39	68	KG6	= W			
FBBX	Kangulen Is.	Af	39	68		Guam	Óc	27	64
FBBY	(francia Antarktiszi álls.)	An	13	70	KG6R, S, T	Mariana Is.	Óc	27	64
FBBZ	Amsterdam and St. Paul Is.	Af	39	68	KG7	= W			
FC	Korzika	Eu	15	28	KH6	Hawaiian Is.	Óc	31	61
FG	Guadeloupe	ÉA	08	11	KH6	Kure I.	Óc	31	61
FH	Comoro Is.	Af	39	53	KJ6	= W			
FK	Új-Kaledónia	Óc	32	56	KJ7	Johnston I.	Óc	31	61
FL .../A	Francia Afar és Issa	Af	37	48	KL7	Ahrzska	ÉA	01	01
FM	Tair	Af	21	48	KM6	= W			
FO	Martinique	ÉA	08	11		Midway Is.	Óc	31	61
FO	Francia Polinézia	Óc	31, 32	63	KP4	= W			
FO	Clipperton I.	EA	07	10		Puerto Rico	ÉA	08	11
FP	St. Pierre and Miquelon	ÉA	05	09	KP6	= W			
FR	Reunion I.	Af	39	53	KP6	Kingman Reef	Óc	31	61, 62
FR .../B	Basse da India	Af	39	53	KP6	= W			
FR .../E	Europa I.	Af	39	53	KP6	(1973-ig Serrana Bank, most HK 2)			
FR .../G	Glorieuses Is.	Af	39	53	KP6	(1973-ig Swan Is., most Honduras-hoz tart.)			
FR .../J	Juan de Nova	Af	39	53		= W			
FR .../T	Tromelin I.	Af	39	53	KS6	Am. Szamoa	Óc	32	62
FS	Francia St. Martin	ÉA	08	11		= W			
FVY	Wallis and Futuna Is.	Óc	32	62	KY4	U. S. Virgin Is.	ÉA	08	11
FY	Francia Guyana	DA	09	12		= W			
G	Anglia	Eu	14	27	KY6	Wake I.	Óc	31	65
GC	Guernsey and Dependencies	Eu	14	27	KX6	= W			
GC	Jersey	Eu	14	27		Marshall Is.	Óc	31	65
GD	Man-sziget	Eu	14	27	KZ5	= W			
GI	Észak-Írország	Eu	14	27		Panama-csatorna zóna	ÉA	07	11
GM	Skócia	Eu	14	27	LA LB LC	= W			
GW	Wales	Eu	14	27	LF	Norvégia	Eu	14	18
HA	Magyarország	Eu	15	28	LJ	= LA			
HB	Svéd	Eu	14	28	LU	= LA			
HBZ	Liechtenstein	Eu	14	28	LU, Z ...	Argentína	DA	13	14, 16
HC	Ecuador	DA	10	12	LU, Z ...	(argentín Antarktiszi álls.)	An	13	73
HCB	Galapagos Is.	DA	10	12	LU, Z ...	(argentín álls. S. Orkney-in)	DA	13	73
HG	= HC				LU, Z ...	(argentín álls. S. Sandwich-en)	DA	13	73
HM	(magyar URH-engedélyesek)				LU, Z ...	(argentín álls. S. Shetland-en)	DA	13	73
HI	Haiti	ÉA	08	11	LX	Luxemburg	Eu	14	27
HI	Dominikai Közs.	ÉA	08	11	LZ	Bulgária	Eu	20	28
HK	Kolumbia	DA	09	12	MI	= JA			
HKZ	Bojo Nuevo	ÉA	08	11	MP4B	= A9			
HKZ	Malpelo I.	DA	09	12	MP4M	= A4			
HKZ	San Andres and Providencia	ÉA	07	11	MP4Q	= A7			
HL -HM	Serrana Bank	ÉA	07	11	MP4T	= A6			
HP	Korea	Az	25	44		= W			
HR	Panama	ÉA	07	11		= W			
HS	Honduras	ÉA	07	11		= W			
HT	Thaiföld	Az	26	49	OA	Peru	DA	10	12
HU	= YN				OD	Libanon	Az	20	39
HV	= YS				OE	Ausztria	Eu	15	28
HW	Valkán	Eu	15	28	OH	Finnország	Eu	15	18
HZ	= F				OH	OF-OG	Eu	15	18
I	Szúd.-Arabiz	Az	21	39	OI	Aland Is.	Eu	15	18
IAS	Olaszország	Eu	15	28	OJZ	= OH			
	Tuscan Archipelago	Eu	15	28		Markec Reaf	Eu	15	18

Ultrarövidhullámú amatőrsávok

SÁV	Magyarország	1. körzet	2. körzet	3. körzet
6 m	nincs kiadva		50—54 MHz	
2m	144—146 MHz		144—148 MHz	
1.5 m	nincs kiadva		220—250 MHz	nincs kiadva
70 cm	nincs kiadva	430—440 MHz	420—450 MHz	

Mikrohullámú amatőrsávok

SÁV	Magyarország	1. körzet	2. körzet	3. körzet
1.	nincs kiadva	1215—1300 MHz		
2.	nincs kiadva	2300—2450 MHz		
3.	nincs kiadva	nincs kiadva	3300—3500 MHz	
4.	5650—5670 MHz	5650—5850 MHz	5650—5925 MHz	5640—5850 MHz
5.	10 000—10 500 MHz			
6.	21—22 GHz			

Megjegyzések:

1. A körzetek beosztása:
 1. körzet: Európa, Szovjetunió, Mongólia, Törökország, Afrika és az Arab-félsziget országai.
 2. körzet: Észak- és Dél-Amerika, Karib-tenger térsége.
 3. körzet: a világ többi része.
2. A megadott sávfelosztások az országok számára irányműködő jellegűek, azokról országonként lehetnek eltérések.
3. A sávfelosztásokban, sávhatárookban az 1979-es genfi WARC (World Administrative Radio Conference) után változások lehetségesek.

Nemzetközi rádióamatőr hívójelkörzetek (1976)

Hívójel normál	Hívójel speciál	Ország	Kontinens	ARRL-zóna	ITU-zóna	Hívójel normál	Hívójel speciál	Ország	Kontinens	ARRL-zóna	ITU-zóna
A2		Botswana	AF	38	57	AJ4		—	KP4		
A3		Tonga (szig.)	Oc	32	62	A15		—	KJ6		
A4		Oman	Az	21	39	AK6-7		—	W		
A5		Bhutan	Az	21	41	AJ8		—	KP4		
A6		Egy. Arab Emírátsok	Az	21	39	AJ9-3		—	W		
A7		Qatar	Az	21	39	AK		—	WN		
A9		Bahrein	Az	21	39	AL1		—	KL7		
AA		—WA				AL2-3		—	W		
AB		—WB				AL4		—	KC1		
AC		—W				AL5-6		—	W		
AC3	(Sikkim, 1976-tól megszűnt, most India)					AL7		—	KL7		
AC5	(Bhutan, 1973-ig, most AS)					ALB-3		—	W		
AD		=K				AP		Pakisztán	Az	21	41
AE		=WD				B* BU, BY		Kína	Az	23,24	33, 42
AF		=VVR									43, 44
AG1		=KW6				BY		Tajvan	Az	24	44
AG2-3		=KB6				C1		Nauru	Oc	31	65
AG4		=W				C3		Andorra	Eu	14	27
AG5-6		=KG6				C5		Gambia	AF	35	46
AG7		=KW6				C6		Bahama-szk.	EA	8	11
AG8-3		=W				C9		Mozambik	AF	37	53
AH1		=KH6				CE		Chile	DA	12	14, 16
AH2		=KM6				CE9AA -AM		Chilei Antarktis (Chilei Áll.)	Am	13	73
AH3		=K56				CE9AN -AZ		(Chilei Áll. S. Shepland-en)	DA	13	73
AH4		=K54						Easter Is.	DA	12	63
AH5		=K56				CE0A		San Felix and			
AH6		=KH6				CE0X		Ambrosio	DA	12	14
AH7		=KM6				CE0Z		Juan Fernandez Is.	DA	12	14
AH8-AJ9		=W						=VE			
AJ0		=KP6									
AJ1		=K6									
AJ2-3		=KV4									

Világidők, időzónák

Nemzetközileg elfogadottan a 0-dik hosszúsági fokon fekvő Greenwich (London egyik elővárosa) időszámítását, az ún. nemzetközi irányidőt tekintik a különböző világidők viszonyítási alapjaként.

Világidők

GMT	greenwichi közép-idő
AMT	ausztráliai normál-idő -- GMT + 9½ óra
BST	brit nyári időszámítás GMT + 1 óra
CST	USA középső államaiban érvényes időszámítás = GMT - 6 óra
EST	USA keleti államaiban érvényes időszámítás = GMT - 5 óra
IST	Indiai normál-idő = GMT + 5½ óra
JMT	jávai normál-idő = GMT + 7½ óra
MEZ	közép-európai normál-idő = GMT + 1 óra
MST	USA közép-nyugati államaiban érvényes időszámítás = GMT - 7 óra
MSK	moszkvai közép-idő = GMT + 3 óra
PST	USA nyugati államaiban érvényes időszámítás = GMT - 8 óra

Időzónák

Hossz. fok	Idő elt.	Országok, területek
K 180°	+ 12 óra	Dátum-határvonal, Fidzsi-szigetek
▲ 165°	+ 11 óra	Új-Zéland
150°	+ 10 óra	Kelet-Ausztrália, Kelet-Szibéria, (Vlagyivosztk)
135°	+ 9 óra	Japán
120°	+ 8 óra	Kelet-Kína, Fülöp-szvk., Nyugat-Ausztrália
105°	+ 7 óra	Közép-Kína, Hátso-India, Szingapur
90°	+ 6 óra	Cálcucca
75°	+ 5 óra	Nyugat-Szibéria
60°	+ 4 óra	Afganisztán
45°	+ 3 óra MSK	Moszkva, Madagaszkár, Arábia
30°	+ 2 óra	Finnország, Törökország, Egyiptom, Dél-Afrika
15°	+ 1 óra MEZ	Magyarország, Németország, Lengyelország, Skandinávia, Svájc, Olaszország.
K 0°	0	GMT Anglia, Franciaország, Belgium, Hollandia, Spanyolország, stb.
Ny 15°	- 1 óra	Izland, Kanári-szvk. Nyugat-Afrika
30°	- 2 óra	—
45°	- 3 óra	Brazília
60°	- 4 óra	Argentína, Új-Fundland, Kis-Antillák
75°	- 5 óra EST	USA keleti része, Nagy-Antillák, Peru, Ecuador
90°	- 6 óra CST	USA középső része, Chicago, Mexikó, Guatemala
105°	- 7 óra MST	USA közép-nyugati része, Denver
120°	- 8 óra PST	USA nyugati része, San Francisco
135°	- 9 óra	—
150°	- 10 óra	Alaszka
165°	- 11 óra	Hawaii, Samoa
180°	- 12 óra	Dátum-határvonal, Fidzsi-szvk.

Rádióamatőr frekvenciasávok (1976)

Rövidhullámú amatőrsávok

SÁV	Magyarország	1. körzet	2. körzet	3. körzet
160 m	nincs kiadva	(1715—2000 kHz)*	1800—2000 kHz	
80 m		3500—3800 kHz	3500—4000 kHz	3500—3900 kHz
40 m		7000—7100 kHz	7000—7300 kHz	7000—7100 kHz
20 m		14 000—14 350 kHz		
15 m		21 000—21 450 kHz		
10 m		28 000—29 700 kHz		

*A 160 m az 1-es körzetnek nincs kiadva, de egyes tagországok az adott intervallumon belül 50 ... 200 kHz-es sávot kiadnak a saját ország amatőreire részére

jn jó napot
jr jó reggelt
kb körülbelül
kob, kom kedves öregem

kösz köszönöm
ks köszönöm szépen
viszh viszonthallásra
viszl viszonthallásra

A RÁDIÓVÉTEL MINŐSÉGJELLEMZÉSE

QRK a jelek olvashatósága (kereskedelmi)

1 olvashatatlan
2 időnként olvasható
3 nehezen olvasható
4 olvasható
5 teljesen olvasható

QSA az adás hallhatósága (kereskedelmi)

1 alig hallható
2 gyengén hallható
3 elég jól hallható
4 jól hallható
5 igen jól hallható

Légköri zavarok esetén az QRN jelcsoportot a következő jelekkel egészíthetjük ki:

X gyenge
XX elég erős
XXX nagyon erős

Hangerőingadozás (fading) esetén a QSB jelcsoport a következő jelekkel egészíthető ki:

F gyenge
FF elég erős
FFF teljes fading
S lassú ingadozás
SS nagyon lassú ingadozás
R gyors ingadozás
RR nagyon gyors ingadozás

RST-rendszer (rádióamatőr, táviró üzemmódhoz)

R olvashatóság (readability)
1 olvashatatlan
2 alig olvasható, egyes szavak megkülönböztethetők
3 nehezen olvasható
4 könnyen olvasható
5 kifogástalanul olvasható

S a jelek erőssége (signal strength)
1 igen gyenge, alig észlelhető
2 igen gyenge

3 gyenge
4 használható
5 elég jó
6 hangos, gyenge zavarás közben is vehető
7 fejhallgatóval alig elviselhetően erős
8 jó hangszóró-hangerő
9 igen jó hangszóró-hangerő

T hangminőség (tone)

1 rendkívül szüretlen
2 nagyon szüretlen váltóáramú, nem zenei hang
3 tiszta váltóáramú, de többé-kevésbé zeneinek minősíthető hang
4 meglehetősen váltóáramú színezetű hang
5 zenei jellegű hang
6 zenei jellegű hang, enyhe füttyel csaknem egyenáramú hang, enyhe bűgással
7 jó egyenáramú hang, némi bűgási nyomokkal
8 tiszta egyenáramú hang

Ha a hang kristályosan stabil, akkor ismeretlenség X jelet kell utána adni.

RSM-rendszer

(rádióamatőr, távbeszélő üzemmódhoz)

R olvashatóság (1—5, mint az RST-kulcsnál)
S a jelek erőssége (1—9, mint az RST-kulcsnál)
M a moduláció minősége
1 érthetetlen
2 rossz minőségű moduláció, vadrezgések
3 rossz minőségű, részben frekvenciamoduláció
4 túlmoduláció
5 jó minőségű moduláció, túlmodulálás nélkül

rst távíróvétel - jellemzés
rsolid adását kifogástalanul vettem
rtty rádió-távgépíró
rx vevőkészülék

S

sa mondja csak!
sig aláírás
sigS jelek, jelzések
sk adás (QSO) vége
sked megbeszélte adás
skip ugrási övezet (hullámterjedésnél)
sm szupermoduláció
so tehát, így
solid kifogástalan
spk beszéljen!
srl sajnós, sajnálom
ssb egyoldalsávú üzem
sstv lassú letapogatású TV
stdf stabil, állandó
stn állomás
sum valamennyi
swf rövidhullámú hallgató, megfigyelő
amatőr
swr állóhullámarány

T

tda ma
test kísérlet
thru keresztül
tfl -ig
tkS köszönöm
tmw holnap
tnx köszönöm, köszönet
to -ig
tone hangszínezet
tow elvtárs
tri megpróbálni
trub zavarás
tty távgépíró
tu köszönöm önnek
tube elektroncső
tx adókészülék

U

u ön, önnek, önt
ufb egészen kiváló
uhf mikrohullám
ukw URH (németek közötti forgalomban)
unlis nem engedélyezett, „fekete” adóállomás
unstdf nem stabil, ingadozó
ur az öné
usb felső oldalsáv

V

vcc hangfrekvenciával vezérelt hordozó-
hullám
vfo folyamatosan hangolható vezéreszcillátor
vhf URH
vla ... -on keresztül

vox hangfrekvenciával vezérelt adásvétel át-
kapcsolás
vy sok, nagyon

W

wa ... utáni szó
wac valamennyi földrész amatőrelvel
folytatott rádióforgalom
wb ... előtti szó
wen mikor?
wid -val, -vel
wkd dolgozott
wkg dolgozó
wl akarok, fogok
wpm szó/perc
wrk dolgozom, dolgozni
wsem népi demokratikus amatőrállomás
ugyancsak népi demokratikus
amatőrállomásokhoz irányuló hívása
wtt, watt
wtts volték, szeretnék
wud hullám
wv hullámhosszúság
wv az egész világ
ww időjárás

X

xcus bocsánat, bocsásson meg!
xmas karácsony
xmtr adóállomás
xpect várom
xs légköri zavarok
xtal, xtl vezérlő kvarc
xyf feleség

Y

yday tegnap
yl kislaszony
yr az öné

Z

zap nyugtázzon! nyugtázást kérek!
zdr jó napot (szovjet állomásokkal folytatott
forgalomban)

Számok

55 sok sikert! (németek közötti forgalom-
ban)
73 üdvözlöm! minden jót!
88 ölelés és csók!
99 tűnjön el!

Magyar rövidítések

je jó estét
jé jó éjszakát

hrd hallott
 hv nekem van, önnek van
 hvnt nekem nincs, önnek nincs
 hw? hogy hall engem?, mi erről a véleménye?
 hwsat? mit tart ön erről?

I
 I én
 Iaru Nemzetközi Rádióamatőr Egyesület
 if ha
 if középfrekvencia (KF)
 in -ban, -ben
 inpt a végfokozat bemenő egyenteljesítménye
 irpt ismétlem
 is van

K
 k adás kezdete (üzemi jelzés)
 k CQ-hívás vége (adjon)
 kc kilociklus
 khz kilohertz
 kn QSO-ban periódus vége (adjon)
 kw kilowatt
 ky, key táviró billentyű

L
 lid ütődött
 lis hatóságilag engedélyezett adóállomás
 log üzemi jegyzőkönyv
 lsb alsó oldalsáv
 ltr levél
 luck szerencse

M
 m méter
 ma milliampér
 mc megaciklus
 mdx Ideiglenes állomáshelyről áthidalt legnagyobb távolság (hordozható és helyhez kötött, vagy két hordozható állomás között); csak URH-n használatos
 mez közép-európai idő
 mhz megahertz
 mi az enyém
 mike mikrofon
 mln perc
 mni sok
 mo vezérosszcillátor
 mod moduláció
 most a legtöbb, többnyire
 msg közlemény
 msz moszkvai közép idő
 mtr méter
 my az enyém

N
 n nem, tagadás
 name név
 nbfm keskenysávú frekvenciamoduláció

nd nem lehet semmit sem csinálni
 near közel
 ng nem jó
 nil semmi
 nlte éjszaka
 nr szám
 nr mellett, közelében
 nw most

O
 ob öreg fiú, öregem
 oc kedves barátom
 odx állandó állomáshelyről áthidalt legnagyobb távolság (helyhez kötött és hordozható, vagy két helyhez kötött állomás között); csak URH-n használatos
 often gyakran
 ok rendben van, egyetértünk
 om kedves barátom
 on -on, -en, -ön
 only csak
 op rádiós, állomáskezelő, távírás
 osc oszcillátor
 ot régi időbell (= old timer)
 ow feleség

P
 pa teljesítményerősítő, az adó végfokozata
 part részben
 pm délután
 pse kérem
 psed örülök, örülnék
 pp ellenütemű végerősítő fokozat
 pwr teljesítmény, energia

Q
 qm távmondatt
 qrar a címem helyes a „Call Book”-ban
 qrmer zavaró
 qsl küldjünk egymásnak QSL-lapot!
 qsln ne küldjön QSL-t!
 qst minden amatőrállomás részére szóló közlemény
 qsuf hívjon fel telefonon!

R
 r helyes, nyugtázás jele
 rac egyenirányított váltakozó áram
 rare ritkán
 rcd felvett, megkapott
 rcvr vevőkészülék
 ref hivatkozva -ra
 relé relé
 rfb adását kitűnően vettem
 rig állomásfelszerelés
 rok adását jól vettem, mindent megértettem
 rpt tudósítás, riport
 rpt kérem, ismételje meg! ismétlem
 rsm távbeszélővétel - jellemzés

A rádióamatőr (távíró) forgalomban használatos rövidítések

A

aa	mindent után
ab	mindent ... előtt
abt	körülbelül
ac	váltakozó áram
adr	cím
aer	antenna
af	után
agc	önműködő erősítésszabályozás (ÓESz)
agn	újra
al	minden, mind
am	délelőtt
am	amplitúdómoduláció
ammtr	ampermérő
ans	válasz
ant	antenna
as	várni (utána számjeggyel adandó a várakozási idő, percben)

B

bcl	rádióvételi zavar
bcl	rádióhallgató
bcus	mert
bd	rossz
beam	Irányító hatású antenna
best	a legjobb
bfr	előtt
bfo	lebegtetős oszcillátor
bk	adását félbeszakítom (üzemi jelzés)
bio	rövidzárlat
bn	mindent és között
btr	jobb
bu	puffer-üzem, elválasztó fokozat
bug	félautomatikus táviróbillentyű
but	de, azonban
by	-tól, -től, által

C

c	Igen
call	hívás, hívójel
cc	kristályvezérlésű
cfm	elismerem
cheerio	szervusz, barátságos búcsúzás
ckt, ck	kapcsolás
cl	üzememet beszüntetem (üzemi jelzés)
cld	hívott
clg	hívó
co	kristályvezérlésű oszcillátor
conds	feltételek, terjedési viszonyok
condx	távolsági összeköttetés lehetőségei
congrats	szerecskékvánatok
contest	verseny
cp	ellensúly
cq	„mindenkinek”, általános felhívás
crd	levelezőlap
cuagn	a viszonthallásra

cul remélem ismét hallhacom
cw táviró üzem

D

date	dátum
dc	egyenáram
de	-tól, -től (hívás alkalmával, pl.: HA 5 AA de UA 1 CR)
dr	kedves (a megszólításban)
dsw	a viszonthallásra (népi demokratikus állomásokkal való forgalomban)
dx	nagy távolságra, nagytávolságú összekötés

E

eco	elektroncsatolású oszcillátor
elbug	elektronikus táviróbillentyű
es	és
ev	este
ex	korábban, korábbi

F

f	frekvencia
fan	lelkes amatőr
fb	remek, nagyszerű
fd	frekvenciakétszerező
fer	-nak, -nek, számára, -miatt, -ért
fm	-tól, -től
fm	frekvenciamoduláció
fmtr	frekvenciamérő
fone	távbeszélő üzem
for, fr	-nak, -nek, számára, -miatt, -ért
frd	barát, barátom
freq	frekvencia
from	-tól, -től

G

ga	adjon újra
ga	jó délutánt
gb	isten önnel!
gd	jó napot
ge	jó estét
give	adni, adjon
gld	örülök, örülni
gm	jó reggelt
gmt	greenwichi középidejő
gn	jó éjszakát
gnd	föld
gud	jó
gy	adjon, adni

H

ham	amatőr
have	nekem van (btrni v-mivel)
hf	nagyfrekvencia, rádiófrekvencia
hl	nevetés, nevetni, öröm kifejezése
hpe	remélem
hr	itt

21. AMATŐRFORGALMI RÖVIDÍTÉSEK

Bákal Ferenc okl. vill. üzemélnök, HA 3 KU

Nemzetközi morze ábécé

betűk

A	— ···	N	— ···
B	— ····	O	— — — —
C	— ····	P	— ····
D	— ···	Q	— ····
E	· ···	R	— ···
F	····	S	····
G	— — —	T	—
H	····	U	····
I	··	V	····
J	— — — —	W	— — —
K	— — —	X	— ····
L	— ····	Y	— — — —
M	— —	Z	— ····

magyar ékezetes betűk

á	— — — — —	ö	— — — — —
é	····	ü	····

számok

1	— — — — —	6	····
2	····	7	····
3	····	8	····
4	····	9	····
5	····	0	— — — — —

írásjelek

kérdőjel	····
törtjel	····
pont	····
kötőjel	····
egyenlő	····
kereszt	····

üzemi jelzések

hiba	····
értettem	···· (SN)
várni	···· (AS)
kezdés	····
hangolás	VVV (V-sorozat)
megszakítás	···· (BK)
periódus vége	···· (+)
távirat, QSO vége	···· (SK)

A rádióamatőr forgalomban használatos Q-kódok

QRA	az állomás neve
(QRAR)	a címem helyes a „Call Book”-ban
QRB	távolság (km-ben)
QRG	pontos frekvencia
QRH	frekvencia-ingadozás
QRI	hangszíne változik
QRK	a jelek olvashatósága
QRL	el vagyok foglalva
QRM	más állomás zavar
QRN	légi zavar
QRO	növelje a teljesítményt
QRP	csökkentse a teljesítményt
QRQ	adjon gyorsabban
QRS	adjon lassabban
QRT	hagyja abba az adást
QRU	nincs közleményem
QRV	vételkész vagyok
QRW	értesítem, hogy ...
QRX	várjon
QRY	mikor kerülök sorra
QRZ?	ki hív engem?
QSA	az adás erőssége
QSB	a jelek erőssége változik
QSD	billentyűzése hibás
QSK	bk üzemben dolgozom
QSL	igazolólap
(QSLL)	cseréljünk QSL-t
(QSLN)	ne küldjön QSL-t
QSM	ismételje meg a közleményt
QSN	hall-e engem ... MHz-en
QSO	összeköttetés
QSP	közvetítsen
QST	közlemény
QSU	adjon a következő frekvencián ...
(QSUF)	hívjon fel telefonon
QSV	V betűket adok a következő frekvencián ...
QSW	megyek dolgozni a következő frekvenciára ...
QSY	változtasson frekvenciát
QSZ	mindent adjon kétszer
QTC	közlemény
QTH	állomás földrajzi helye
QTR	pontos idő
QZE	menjen lejjebb
QZF	menjen feljebb
QZP	adóhiba
QZT	vevőhiba
QZY	adása nem hallható

Jegyzőkönyv minták

HUNGARIAN RADIOAMATEUR SOCIETY

BUDAPEST V, Belovarska utca 16. • Postal address: P. O. Box 314, Budapest 3, Hungary

SUMMARY

Page 1 of 12 Pages

CALL HAGKVB CLASSIFICATION 182.736
 COUNTRY CQ-1W-DX-Phone DATE OCT. 25-26 1975
 NAME Radio Club of Eger CITY Eger
 CONTEST SECTION Multi op Multi Band, Single Ex.
 OPERATORS Simon László, Varró Péter
 TRANSMITTER Home made BAND 200
 MODE Duple
 NUMBER OF OPERATORS 32

CLASS	Points	Zone	Country	Points	Notes
1.5 MHz	94	106	6 28	1.6 MHz	
7 MHz	165	163	15 40	7 MHz	
14 MHz	388	401	26 49	14 MHz	
21 MHz	81	104	16 23	21 MHz	
28 MHz	15	37	4 4	28 MHz	
TOTAL	643	840	67 44	223	233 POINTS

REMARKS:

This is to certify that I have observed all competition rules as well as all regulations for amateur radio in Hungary, and to report it without delay to the best of my ability.

DATE Eger Nov. 3. SIGNATURE [Signature]

HUNGARIAN RADIOAMATEUR SOCIETY

BUDAPEST V, Belovarska utca 16. • Postal address: P. O. Box 314, Budapest 3, Hungary

VHF SUMMARY

CALL H55KEB/7 CLASSIFICATION 56567
 COUNTRY 1981 Region 1 CW DATE 1-2 Nov 1975
 NAME Radióklub FNV CITY Budapest
 CONTEST SECTION Contable MODE FT4
 LOCATION Dobozzelke HEIGHT N/a. extra
 LONGITUDE _____ LATITUDE _____
 TRANSMITTER POWER 500W ANTENNA 25'
 RECEIVED POWER 0.5-2W BAND _____
 ANTENNA 4' x 1/2' Loop GAIN 10
 OPERATORS H55GPNPBE/7, H55FKG/7, H55HDB/7, H55VPA/7, H55-1045
 NUMBER OF OPERATORS 250 PLACES 50000
 OFFICIAL TIME ZONE Di. DM43.1.1.23.23, IRUBA/1-11
 VHF FREQUENCY _____
 DISTANCE 1400N - FE1800 - C10.20
 REMARKS _____

This is to certify that I have observed all competition rules as well as all regulations for amateur radio in Hungary, and to report it without delay to the best of my ability.

DATE Budapest, 11 Nov 75 SIGNATURE [Signature]

LOG - INTERNATIONAL AGREEMENT

MAGYAR RÁDIÓAMATŐR SZÖVETSÉG

P. O. Box 314, BUDAPEST 3, HUNGARY

Page 2 of 12 Pages

LOG SHEET

CALL HAGKVB COUNTRY CQ-1W-DX PHONE CS BAND Z MHz

DATE	TIME	SECTION	SERIAL NUMBER		Points	Country	Points
			Base	Relay			
25.10.1975	18.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	18.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	18.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	18.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	19.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	19.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	19.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	19.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	20.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	20.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	20.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	20.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	21.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	21.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	21.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	21.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	22.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	22.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	22.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	22.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	23.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	23.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	23.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	23.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	24.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	24.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	24.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	24.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	25.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	25.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	25.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	25.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	26.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	26.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	26.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	26.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	27.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	27.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	27.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	27.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	28.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	28.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	28.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	28.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	29.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	29.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	29.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	29.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	30.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	30.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	30.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	30.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	31.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	31.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	31.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	31.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	32.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	32.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	32.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	32.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	33.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	33.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	33.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	33.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	34.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	34.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	34.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	34.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	35.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	35.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	35.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	35.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	36.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	36.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	36.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	36.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	37.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	37.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	37.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	37.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	38.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	38.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	38.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	38.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	39.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	39.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	39.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	39.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	40.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	40.15	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	40.30	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	40.45	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1975	41.00	200	52115	52115	15	OK	1
25.10.1							

HA5RT

rádióállomás forgalmi naplója

Sor sz.	Az üzemeltetés kezdete - vége				Hullám sáv KHz	Az ellenállomás					Adott RST/RSW	QSL lap	Megjegyzés	Az operátor vezetékes és keresztneve	
	év	nap	óra	perc		Hívójelle	R	S	T-M	QTH/QRA					Keresztneve
1	1978	V. 22.	9	45	9	53	3720	SP5FU	5	9			X		
2			9	55	10	08	3720	G4DPA	5	8			X		
3			10	05	10	13	3660	HA5MZ	5	9			X		
4			10	20	10	30	142	EA4JL	5	7			X		
5			10	40	10	52	1415	TK3VAR	5	8			X		
6			11	05	11	15	1415	OZ1ARX	5	9	10		X		
7			11	20	11	33	1400	EHGDF	5	8	9		X		
8			11	35	11	44	1400	I1OLM	5	9	9		X		
9			11	50	12	00	1400	DK7VE	5	9	9		X		
10			12	05	12	15	1400	G3SHS	5	8	9		X		
11			12	25	13	00	2120	U4ECO	5	9			X		
12			13	10			2120	VE2AC	4	4	9				Blau! QRA!
13			13	15	13	25	1400	SM7UE	5	8	9		X		
14		V. 24	15	10	15	20	1410	OH1FA	5	9			X		(M.A. K.)
15			15	25	15	28	1410	PA6YN	5	7			X		
16			2										9		
													8		
													7		
													6		
													5		
													4		
													3		
													2		
													1		
													10		
													11		

Msz.: TU.363 OG-32

... Budapest, 1978. máj. 24. nap.

...
az adófelelős aláírása.

Balaton Diplomoma

RÁDIÓTECNI
 THIS IS TO BE
 ARS. H. A. K.
 T. A. K.



MANAGER HA3GJ.

DATE 01. 05. 1964 No. 063



FREE



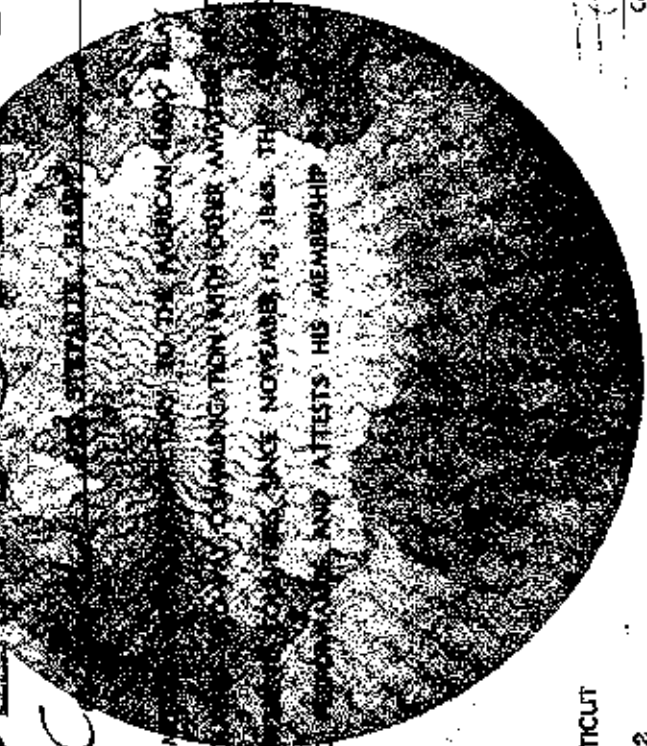
◆ The American Radio Relay League, Inc. ◆

DX CENTURY CLUB

This C

STATION HAS

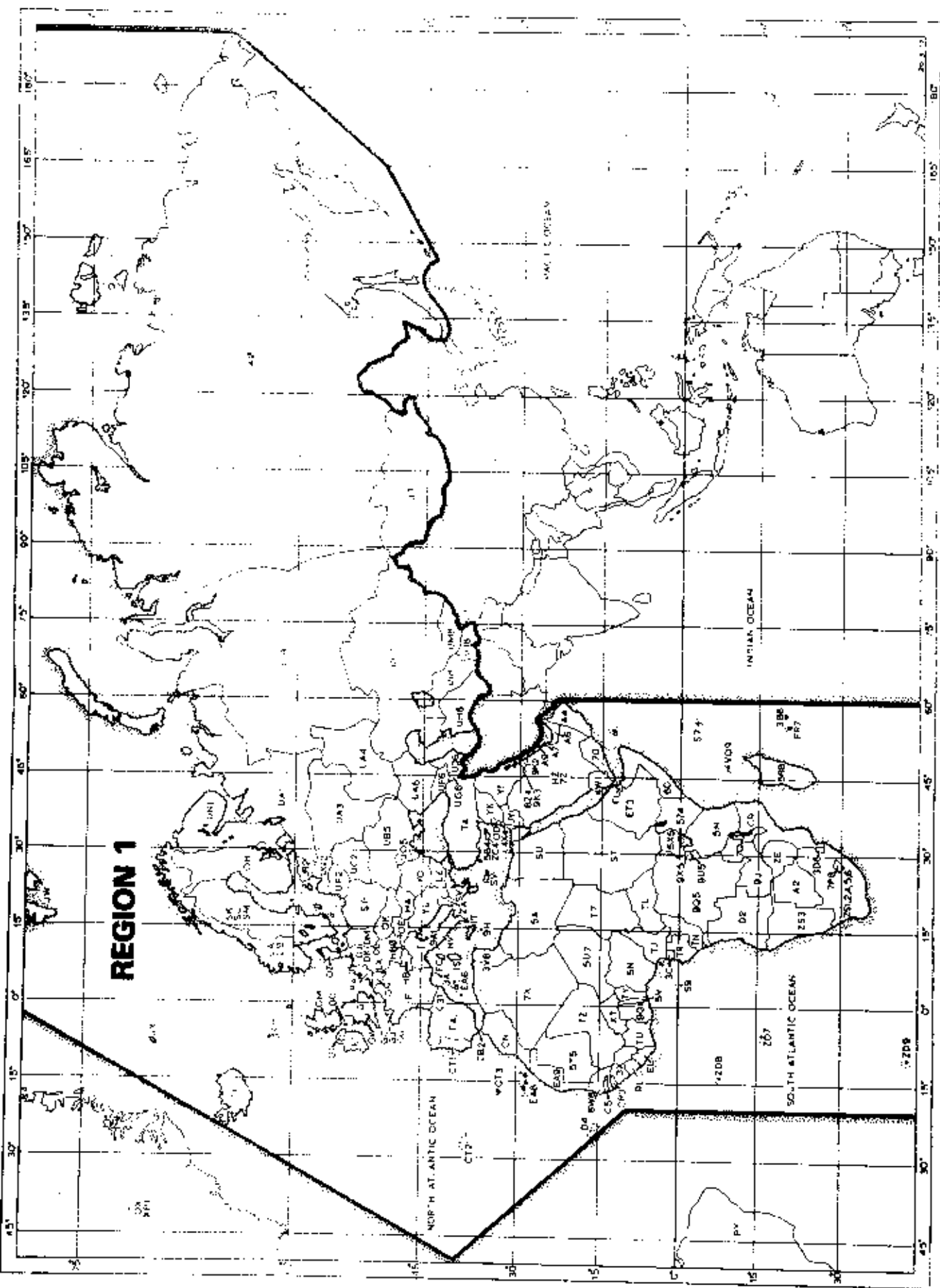
HAS THIS DAY SUBMITTED TO THE AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE THAT HIS STATION HAS COMPLETED COMMUNICATION WITH FOUR AND ONE HUNDRED DISTANT STATIONS SINCE NOVEMBER 1, 1945. THIS STATION IS ONE OF THE MOST OUTSTANDING IN THE AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE AND ATTESTS HIS MEMBERSHIP IN THE DX CENTURY CLUB.

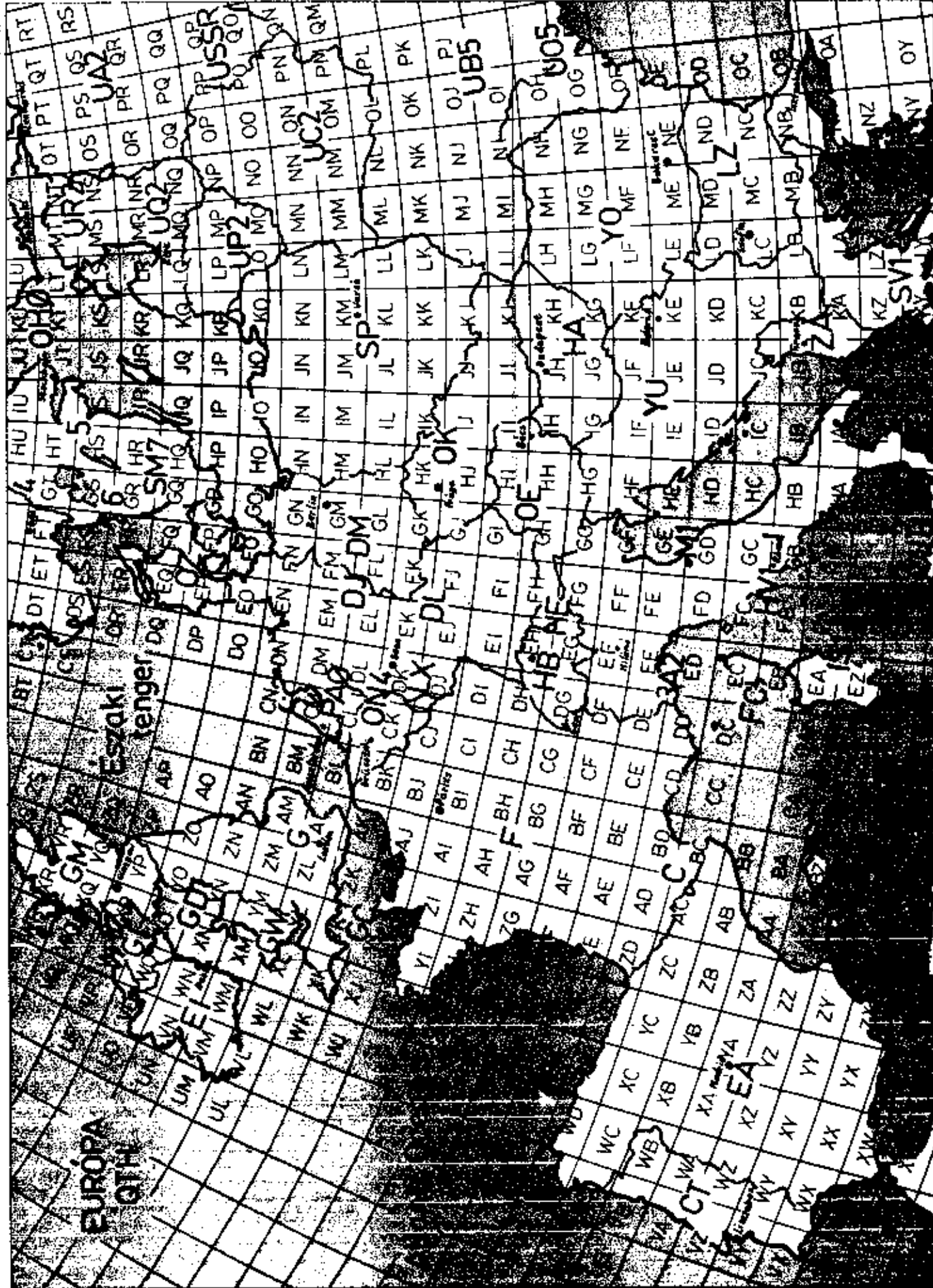


WEST HARTFORD, CONNECTICUT

#0165 June 1, 1962

W. R. H. H. H.
Communication Manager, A. R. R. L.





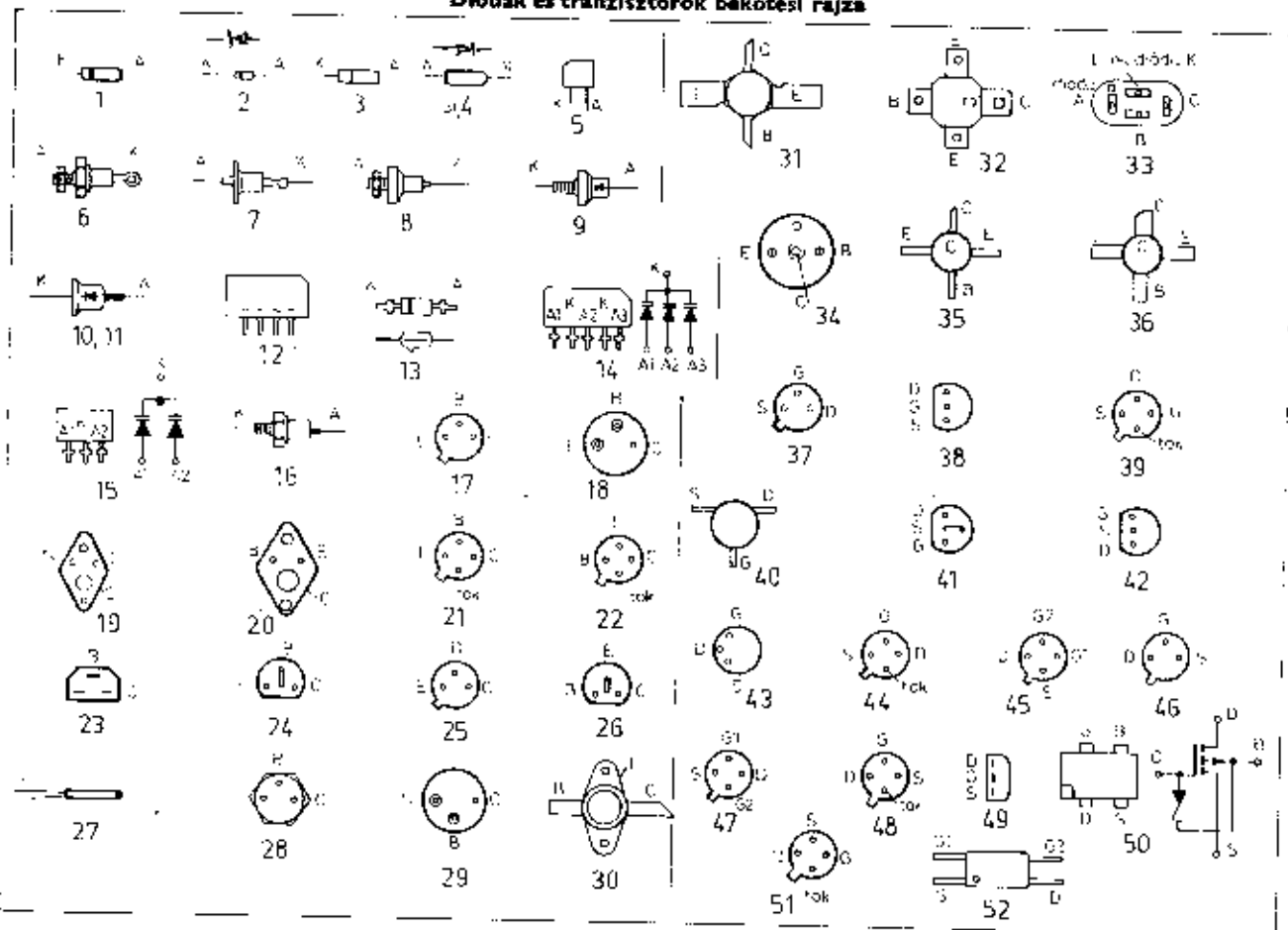
EUROPA
GITH

Típus	Bakföld	Jellemzők			Megjegyzés
		I _z max. [mA]	U _z törés [%]	P _D max. [W]	
BZX 55/C...	2	5	5	0,4	1. A típusjelzés végén, a ... helyén levő szám a névleges zenerfeszültséget adja. Pl.: 4V3 = 4,3 V; 8,2 = 8,2 V; 36 = 36 V
BZX 55/D...	2	1	10	0,4	
BZX 67/C	—	50	5	1,2	
12	—	50	5	1,3	
15	—	25	5	1,3	
16	—	25	5	1,3	
36	—	10	5	1,3	
39	—	10	5	1,3	
200	—	10	5	1,3	
BZX 71/C...	2	5	5	0,4	
BZX 83/C...	1	5	5	0,25	
BZX 83/D...	1	5	10	0,25	
BZY 85/C...	1	5	5	0,4	
BZY 85/D...	1	5	10	0,4	
BZY 88/C...	1	5	5	0,4	3. A szűrésben megadott U _z törés a névleges zenerfeszültség körüli ± ércendés. Pl.: ZF 6,2-nél U _z = 5,8 ... 6,6 V
BZY 92/C	—	100	5	1,1	
4V3	—	100	5	1,1	
8V2	—	50	5	1,3	
9V1	—	50	5	1,3	
15	—	50	5	1,3	
16	—	25	5	1,3	
33	—	25	5	1,3	
36	—	10	5	1,3	
BZY 94/C 10	—	5	5	0,4	
36	—	5	5	0,4	
39	—	2	5	0,4	
75	—	2	5	0,4	

Zener-diódák

Típus	Bakföld	Jellemzők			Megjegyzés
		I _z max. [mA]	U _z törés [%]	P _D max. [W]	
ZF...	1	5	5	0,4	1. A típusjelzés végén, a ... helyén levő szám a névleges zenerfeszültséget adja. Pl.: 4V3 = 4,3 V; 8,2 = 8,2 V; 36 = 36 V
ZG...	1	5	10	0,4	
ZL 1	16	100	10	(1,3) 12,5	
8,2		100	10	(1,3) 12,5	
10		50	10	(1,3) 12,5	
18		50	10	(1,3) 12,5	
22		25	10	(1,3) 12,5	
27		25	10	(1,3) 12,5	
33		10	10	(1,3) 12,5	
82		10	10	(1,3) 12,5	
100		5	10	(1,3) 12,5	
180		5	10	(1,3) 12,5	
ZP...	1	5	5	0,4	2. A maximális zeneráram, az I _z max. = $\frac{P_D \text{ max.}}{U_z}$ képletrel számítható.
ZPC...	2	5	5	0,43	
ZX 3,9	16	100	5	(1,3) 12,5	
6,2		100	5	(1,3) 12,5	
9,1		50	5	(1,3) 12,5	
15		50	5	(1,3) 12,5	
16		25	5	(1,3) 12,5	
33		25	5	(1,3) 12,5	
36		10	5	(1,3) 12,5	
82		10	5	(1,3) 12,5	
91		5	5	(1,3) 12,5	
200		5	5	(1,3) 12,5	
ZY 3,9	3	100	5	1,32	
6,2		100	5	1,32	
9,1		50	5	1,32	
15		50	5	1,32	
16		25	5	1,32	
20		25	5	1,32	

Diódák és tranzisztorok bakföldes rajza



Alacsonyfrekvenciás egyenirányítók

Típus	Bekötés	Fajta	Határértékek ($T_{amb} = 25\text{ °C}$)					Jellemző adatok ($T_1 = 25\text{ °C}$)			
			U_{max} (U_{max}) [V]	U_{AV} [V]	I_{AV} [A] (mA)	I_{max} [A]	I_{max} [A]	T_1 [°C]	U_p max. [V]	I_p [A]	I_p max. ha U_{AV} [mA]
BA 157 BA 158 BA 159	3 3 3	Si dióddiód	400 600 1000		(400) (400) (400)	2 2 2	15 15 15	150 150 150	1,5 1,5 1,5	1 1 1	5 5 5
BY 127 BY 133 BY 134 BY 135 BY 238	4 3 3 3 2	Si dióddiód	1250 1300 600 150 1200	800 850 400 100 850	0,8 1 1 1 0,8	10 10 10 10 7	— 50 50 50 40	150 150 150 150 140	— 1,2 1,2 1,2 1,1	— 2 2 2 1	— 5 5 5 (5)
BYX 42/100T BYX 42/200T BYX 42/300T BYX 42/400T	6 6 6 6	Si dióddiód	(120) (240) (360) (480)	100 200 300 400	10^1 10^1 10^1 10^1	40 40 40 40	80 80 80 80	155 155 155 155	1,1 1,1 1,1 1,1	10 10 10 10	(60) (60) (60) (60)
KY 705 KY 725 SIEK 1 SIEK 2 SIEK 3 SIEK 4 SIEK 5 SIEK 6 SIEK 7 Q211 Q226	7 8 9 9 9 9 9 9 9 10 11	Si dióddiód	800 800 100 200 300 400 500 600 700 700 —	700 700 100 200 300 400 500 600 700 600 400	0,7 1 0,6 0,6 0,6 0,6 0,6 0,6 0,6 0,1 0,3	— — 5 5 5 5 5 5 5 — —	30 30 15 15 15 15 15 15 15 — —	150 150 140 140 140 140 140 140 140 120 120	1,1 1,1 1,5 1,5 1,5 1,5 1,5 1,5 1,5 1 —	1 1 0,8 0,8 0,6 0,8 0,6 0,6 0,6 0,1 —	— — 10 10 10 10 10 10 10 10 — 30
1N 4001 1N 4002 1N 4003 1N 4004 1N 4005 1N 4006 1N 4007	3 3 3 3 3 3 2	Si	(100) (150) (300) (525) (800) (1000) (1200)	50 100 200 400 600 800 1000	1 1 1 1 1 1 1	6 6 6 6 6 4 6	30 30 30 30 30 30 30	150 150 150 150 150 150 150	1,1 1,1 1,1 1,1 1,1 1,1 1,1	1 1 1 1 1 1 1	10 10 10 10 10 10 10

¹ Egyutas kapcsolásban: $12,5 \times 12,5 \text{ cm}^2 \times 2 \text{ mm}$ -es Al-hűtőlemezre szerelve, $T_{amb} = \text{max. } 85\text{ °C}$ -ig.

Varikap-diódák

Típus	Bekötés	Fajta	Határ- érték	Jellemző adatok ($T_1 = 25\text{ °C}$)										Megjegyzés	
				U_{max} [V]	C_D [pF]	I_p [A]	U_p [V]	$C_D(U_p=3\text{ V})$ $C_D(U_p=25\text{ V})$	R_n [Ω]	I_p [A]	C_D [pF]	f_c [MHz]	Q_n [A]		U_p [V]
BA 101	1	Si	25	4...17	25	4...6	—	—	—	—	—	—	—	—	—
BA 102	1	Si	20	20...45 14...32	4 10		3	32		65	4	50	AFC-dióda FM-tunerhez		
BA 110	1	Si	30	8,3 6,8	4 10		1	10	30	540	2	30	AFC-dióda FM-tunerhez		
BA 111	1	Si	20	45,7 34,7	4 10		0,5	55	30	200	2	30	AFC-dióda FM-tunerhez		
BA 112	1	Si	20	83 63	4 10		0,5	100	30	100	2	30	AFC-dióda FM-tunerhez		
BA 121	1	Si	30	8...12	2		0,2	10							
BA 138	1	Si	30	3,8...5,5	30	>2,4	2 ha $U_p = 2\text{ V}$		300						
BA 163	1 1	Si	14	260 >180 10	0 1 5		1,5 ha $U_p = 1\text{ V}$			500 500	1 10	0,5 1,5	Hanglódióda HM és KM-ra		
BB 102	1	Si	50	14...19	2		1,3	16							
BB 103	1	Si	30	27...33	3	>2,65	0,3	30							
BB 104	15	Si	30	34...42	3	>2,65	0,3	38							
BB 105 A BB 105 B BB 105 G	13	Si epitaxiál planár	30 30 30	2,3...2,8 2...2,3 1,8...2,8	25 25 25	4...5 4,5...6 4...6	0,8 0,8 1,2	9 9 9	470 470 470				UHF-re 790 MHz-ig UHF-re 840 MHz-ig VHF-re		
BB 109 G	13	Si epitaxiál planár	30	4,2...6	25	5...6,5				280 600	3 25	50 200	VHF-re		

Félvezetők

Germánium jel-diódák

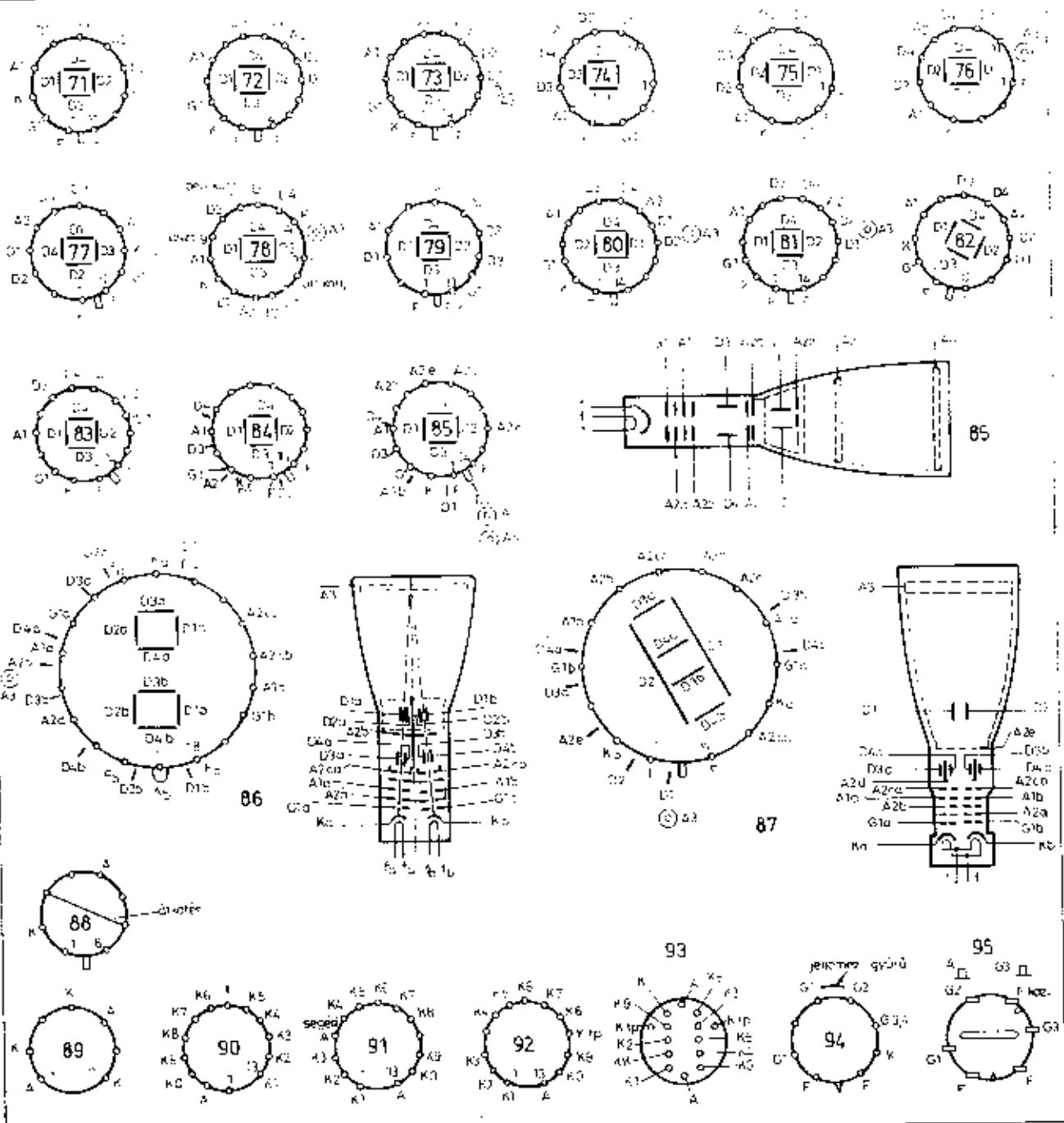
Típus	Bekötés	Fajta	Határadatok ($T_{amb} = 25^\circ C$)				Jellemző adatok ($T_j = 25^\circ C$)				Megjegyzés
			U_{pn} [V]	U_{zax} [V]	I_{pmax} [mA]	I_{zax} [mA]	U_p max. [V]	I_p ha [mA]	I_R max. [μA]	U_R ha [V]	
AA 112	1	Ge tűs- diódák	15	20	24	45	1,5	10	40	10	kivétel nélkül demodulátorokhoz nagyellenállású demodulátorokhoz kivétel nélkül demodulátorokhoz univerzális célokra fázisdiskriminátorokhoz univerzális egyenirányítókhoz univerzális célokra AGC-áramkörökhez kapcsoló-áramkörökhez univerzális célokra gyűrűmodulátorokhoz demodulátorokhoz 50 MHz-ig univerzális célokra PM demodulátorokhoz
AA 113	1		60	65	10	50	1,6	10	500	60	
AA 116	1		20	30	24	45	1,5	10	140	10	
AA 117	1		90	115	15	150	1,2	10	280	100	
AA 118	1		90	115	15	150	1,05	10	250	100	
AA 119	1		30	45	10	100	1,5	10	350	45	
AA 132	1		100	110	15	150	1,8	10	120	60	
AA 137	1		30	40	12	25	1,5	10	30	10	
AAZ 10	1		25	30	20	30	1	6	480	25	
OA 1150	1		100	110	5,5	75	1	4	200	60	
OA 1154Q	1		50	55	20	75	1	4	100	40	
OA 1160	1		15	25	5	25	1	6	100	10	
OA 1161	1		130	140	6	75	1	2,5	200	100	
OA 1172	1		30	40	1,5	10	1	5	200	30	
AA 135	1		Ge sznyitós- diódák	20	30	150	500	0,35	10	30	
AA 136	1	50		60	150	500	0,35	10	30	50	
AA 139	1	20		20	200	400	0,5	10	100	20	
OA 1180	1	20		30	120	400	0,75	100	20	10	
OA 1182	1	60		100	50	500	0,85	100	20	60	
OA 1182D	1	50		60	50	500	0,85	100	30	50	

Szilícium jel-diódák

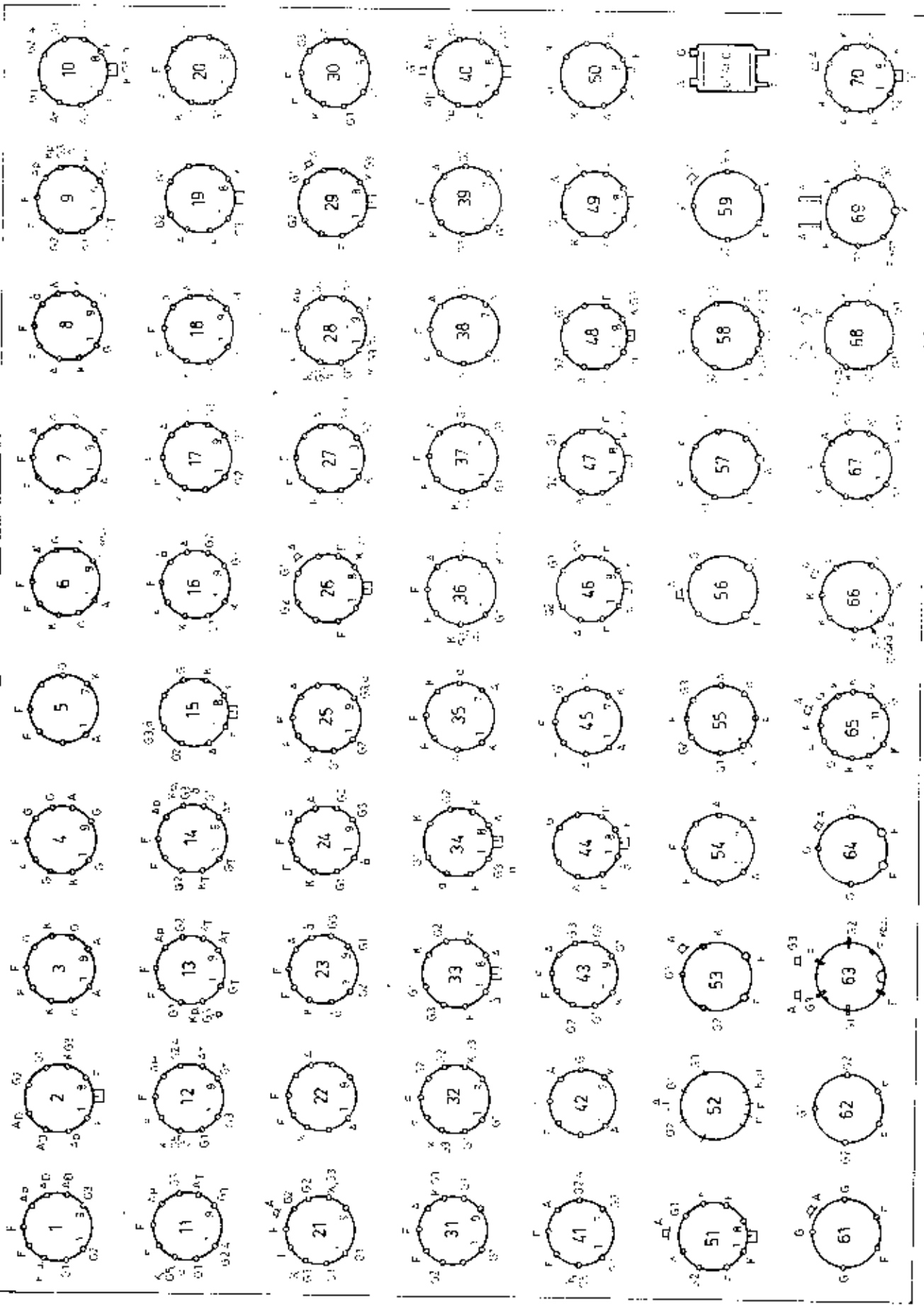
Típus	Bekötés	Fajta	Határadatok ($T_{amb} = 25^\circ C$)				Jellemző adatok ($T_j = 25^\circ C$)								Megjegyzés	
			U_{pn} [V]	U_{zax} [V]	I_p (h) [mA]	I_{pax} [mA]	U_p max. [V]	I_p ha [mA]	I_R max. [nA]	U_R ha [V]	C_{ij} [pF]	U_{ak} ha [V]	t_{rr} [ns]	I_p ha [mA]		I_R és [mA]
BA 243	2	Si epitaxiális	20		100		1	100	100	15	≈ 2	15				ékkapcsolódódióda a VHF-sávra, $r_p = \max.$ 1Ω ékkapcsolódódióda az UHF-sávra, $r_p = \max. 0,5 \Omega$
BA 244	2	planár	20		100		1	100	100	15	≈ 2	15				
BAY 41	2	Si epitaxiális planár	40	40	225	600	1	300	50	20	≈ 5	0	15	200	200	kapcsoló- áramkörökhez
BAY 42	2		60	60	225	600	1	200	50	30	≈ 5	0	15	200	200	
BAY 43	2		80	80	225	600	1	200	50	40	≈ 5	0	15	200	200	
BAY 93	2		20	25	(75)	225	1	10	100	10	≈ 5	0	15	10	10	
1N 4148 (1N 914)	2	Si epitaxiális planár	75	100	(150)	450	1	10	5000	75	≈ 4	0	$\approx 4^*$	10		* $U_{pn} = 6 V$, $R_z = 100 \Omega$
1N 4149	2		75	100	(150)	450	1	10	5000	75	≈ 2	0	$\approx 4^*$	10		
1N 916	2		50	75	(150)	450	1	50	50	50	≈ 1	0	≈ 4	10	10	
1N 4151 (BAY 95)	2		25	35	(150)	450	1	30	100	25	≈ 4	0	≈ 4	10	10	
1N 4154 (BAY 94)	2		75	100	(150)	450	1	20	5000	75	≈ 4	0	$\approx 4^*$	10		
1N 4446 (1N 914A)	2		75	100	(150)	450	1	20	5000	75	≈ 2	0	$\approx 4^*$	10		
1N 4447 (1N 916A)	2		75	100	(150)	450	1	20	5000	75	≈ 4	0	$\approx 4^*$	10		
1N 4448 (1N 914B)	2		75	100	(150)	450	1	100	5000	75	≈ 4	0	$\approx 4^*$	10		
1N 4449 (1N 916B)	2		75	100	(150)	450	1	30	5000	75	≈ 2	0	$\approx 4^*$	10		

Szilícium hidegyenirányítók

Típus	Bekötés	Határadatok ($T_{amb} = 25^\circ C$)				Jellemző adatok ($T_j = 25^\circ C$)					
		U_{zax} [V]	U_R [V _{er}]	I_{pAV} [A]	I_{pBM} [A]	I_{ggy} $T_{amb} = 45^\circ C$ [A]	U_p max. [V]	I_p ha [A]	I_R max. [μA]	U_R ha [V]	
B40C 1000/700	12	300	40	0,9	5	30	1,1	0,5	10	100	
B40C 2800/2000	12	200	40	2,5	12	80	1	1	10	100	
B80C 1000/700	12	300	80	0,9	5	30	1,1	0,5	10	200	
B125C 1000/700	12	400	125	0,9	5	30	1,1	0,5	10	300	
B250C 1000/700	12	800	250	0,9	5	30	1,1	0,5	10	500	



Elektroncsövek bekötési rajza (folytatás)



URH adócsövek

Típus	Rendszer	Bekötés	Általános adatok				Üzemi adatok					
			U_f [V]	I_f [A]	N_s [W]	S [mA/V]	f [MHz]	U_a [V]	I_a [mA]	U_{gr} [V]	U_{gr} [V]	P_{ki} [W]
6J6	2×III	45	6,3	0,45	1,5	5,3	250	150	30	—	—10	3,5
QQE 02/5	2×IV	67	6,3 12,6	0,6 0,3	7,5	10,5	500	200	62	200	—20	7,5
QQE 04/5	2×IV	67	6,3 12,6	0,6 0,3	20	10,5	960	250	180	170	—15	6
QQE 03/12 GY-17	2×IV	68	6,3 12,6	0,62 0,47	14	3,3	200	300	100	200	—45	19
QQE 03/20 GY-18, SRS 4452	2×IV	69	6,3 12,6	1,3 0,65	20	2,5	200	600	100	150	—60	46
QQE 04/20	2×IV	69	6,3 12,6	1,6 0,8	20	3	200	750	65	200	—50	34
QQE 04/40 GY-19, SRS 4451	2×IV	69	6,3 12,6	1,8 0,9	45	4,5	250	750	180	250	—80	91
829 GY-29	2×IV	69	6,3 12,6	2,5 1,25	40	8,5	150	750	120	200	—50	78
832 GY-32	2×IV	69	6,3 12,6	1,6 0,8	20	3,5	200	750	65	200	—50	34
4X150A	IV	70	6	2,6	150	12	165	1250	200	250	—90	235
4CX250B	IV	70	6	2,6	250	12	175	2000	250	250	—90	480
4C×350A GY-70B	IV	70	6	3,2	350	22	175	2200	400	400	—27	770

Az üzemi adatok „C” oszlopú beállításra vonatkoznak.

Stabilizátor csövek

Típus	Bekötés	Gyújtófeszültség		Égési feszültség			Égési áram			Dinamikus R_0 [ohm]
		max. [V]	típ. [V]	min. [V]	típ. [V]	max. [V]	min. [mA]	típ. [mA]	max. [mA]	
VR 75/OA 3	BB	105	100	68	75	85	5	20	40	100
VR 105/OC 3	BB	135	115	103	108	116	5	20	40	100
VR 150/OD 3	BB	185	160	142	153	165	5	20	40	100
85 A2T/OG 3	BB	125		83	85	87	1	5,5	10	250
108 C1/OB 2	BB	138		104	108	111	5	17,5	30	100
150 C2/OA 2	BB	190		144	150	164	5	17,5	30	100

Nixie kijelző csövek

Típus	Bekötés	Üzemi adatok					Hátrépcikkek					
		U_{gr} [V]	U_{gr} [V]	U_{grm} [V]	I_{gr-s} [mA]	I_{gr} [mA]	U_a [V]	I_{a-s} [mA]	I_{gr} [mA]	U_{zelle} [V] min. max.		
Z 560 M	90	145	135	120	2	—	170	10	—	60	100	
Z 570 M	91	150	140	120	2	—	170	12	—	60	115	
Z 573 M	92	150	140	120	2	0,4	170	12	2,5	60	115	
Z 590 M	93	150	140	120	2	0,4	170	10	3	60	115	

RH adócsövek

Típus	Rend- szám	Belső- cső	Állomány adatok			Harcadatok			Üzemi adatok									
			U_1 [V]	I_1 [A]	S mA/V	f [MHz]	U_0 [V]	N_0 [W]	f [MHz]	U_0 [V]	I_0 [mA]	U_{gr} [V]	I_{gr} [mA]	U_{gr} [V]	I_{gr} [mA]	P_{be} [W]	P_{el} [W]	
OS 16	V	50	12,6	0,5	7			12	70	400	36	210		-12			19	
1 E 26	V	51	6,3	0,8	3,5		600	13,5	125	600	66	195	10	-45	3	0,17	27	
6146	V	51	6,3	1,25	7		750	25	60	750	120	160	11	-62	3,1	0,2	70	
6146 B	V	51	6,3	1,25	7		750	35	60	750	160	200	10	-77	2,7	0,3	85	
OS 1	V	52	6,3	1,4	6		600	25	20	600	109	300	11,5	-75	2	0,2	45	
807 Г-807	IV	53	6,3	0,9			750	30		750	100	250	6	-45	3,5	0,22	50	
6 L 6 6 ПЗС	IV	54	6,3	0,9	5			25	10	400	100	300	12	-125	5	0,4	28	
LS 50 ГY-50	V	55	12,6	0,75	4	60	1000	40	25	1000	130	250	10	-100	2	0,5	90	
811 Г-811	III	56	6,3	4			1500	60	60	1500	173	—	—	-70	40	7,1	200	
OS 57, PE 1/100	V	57	12,6	1,35	6	60	1000	45	60	1000	177	250	28	-120	5	0,65	130	
RS 1003, SRS 551	V	58	6,3	2,3	18			60	30	1000	215	340		-45			150	
OS 70/1750	V	59	10	3,25	2,7	75	1250	70	30	1250	160	400	35	-95	12	2,11	150	
OS 125/200, ГY-13, B13	V	59	10	5	4,5	60	2000	125	30	2000	160	500	45	-90	12	2	210	
OT 100	III	56	10	3,25	5	100	1500	75	40	1500	160	—	—	-165	15	4	180	
OT 400, ГY-48	III	60	10	10	10	75	3000	300	30	3000	415	—	—	-200	55	20	1000	
3 5013 T	III	61	5	6,5	4,7	200	2500	135	100	2500	220	—	—	-240	50	20	430	
3 5035 T	III	61	5	15	9	150	4000	350	100	4000	340	—	—	-290	75	30	1050	
4 5016 T	IV	62	5	6,5	4	200	3000	160	60	3000	185	350	28	-145	10	1	420	
4 5040 T	IV	62	5	15	4,5	120	4000	400	50	4000	325	400	56	-165	12	3	1000	
5 5045 T, ГY-80, ГY-81	V	62 95	12	8,5	5,5	60	3000	450	10	3000	465	500	200	-300	20	9	950	
3-400 Z	III	64	5	14,5		110	3000	400		3000	100/333			„B” osztály	0	120	32	655
3-500 Z	III	64	5	14,5		110	4000	500		3500	300			-75	115	22	850	
3-1000 Z	III	64	7,5	21,3		110	3000	1000		3000	180/670			„B” osztály	0	300	65	1360
6873	III	65	6,3	3,2		500	2200	200		2000	22/500			„AB ₂ ” osztály	—	98	27	505
6875	III	—	6,3	3,2		500	2200	300		2000	22/500			„AB ₂ ” osztály	—	98	27	505
6877	III	66	5	10		250	4000	1500		2500	1000			„AB ₂ ” osztály	-8,2		57	1520
4-65 A	IV	62	6	3,5		150	3000	65		2500	15/66	400		„AB ₁ ”	-85	3		100
4-125 A	IV	62	5	6,5		120	3000	125		2000	10/105	0	30	0	55	16		145
4-250 A	IV	62	5	14,5		110	4000	250	2 db cső	2500	430	600	0,3/13	-110	180		„AB ₂ ”	625
4-400 A	IV	62	5	14,5		110	4000	400		2500	95/137	750	0/14	-130	0		„AB ₂ ”	425
4-1000 A	IV	—	7,5	21			6000	1000		3000	100/700	0	105	0	170	130		1475

Az üzemi adatok „C” osztályú beállításhoz vonatkoznak (kivéve: ahol külön jelezve van).

Katódsugárcsővek

Típus	Bekódás	Max. átmérő hossz. [mm]	$U_2 = 6,3 \text{ V}$ $I_2 = \text{mA}$	Feszültségek				Eltérít. érs.		Min. kihaszn. a. m.	
				Lezáró	Fókusz	Anód	Gyors.	D_1-D_2 [mm/V]	D_3-D_4 [mm/V]	D_1-D_2 [mm]	D_3-D_4 [mm]
				$-U_{g1}$ [V]	U_{g1} [V]	U_{a1} [V]	U_{ap} [V]				
DB 7-113 DN 7-113	DG 7-113	71 $\frac{77,7}{298}$	0,6	22,5...45 45...90	160...300 320...600	1000 2000		0,43 0,21	0,55 0,25		
DB 7-115 DN 7-115	DG 7-115	72 $\frac{77,5}{260,5}$	0,6	22,5...67,5 30...90	240...540 320...720	1500 2500		0,17 0,13	0,22 0,17		
DB 7-116 DN 7-116	DG 7-116 DP 7-116	73 $\frac{77,5}{260,5}$	0,6	30...90	400...690	2000	2000	0,15	0,2		
DN 7-124	DG 7-123 DP 7-124	74 $\frac{71}{162}$	0,3	50...100 90...160	0...120 0...180	500 800		0,4 0,25	0,61 0,37	63	63
	DG 7-125 DP 7-125	75 $\frac{77,8}{172}$	0,095	30...60	0...180	800		0,25	0,37	65	65
DB 7-126 DN 7-126	DG 7-126 DP 7-126	76 $\frac{77,8}{200}$	0,3	40...100 50...120	0...150 0...200	400 500	1600 1000	0,44 0,4	0,61 0,57	70	70
	DG 7-131 DG 7-132	77 $\frac{71}{172}$	0,3	50...100	0...120	500		0,27	0,46		
DB 7-176 DN 7-176	DG 7-176 DP 7-176	— $\frac{77,8}{296}$	0,3	15...45 25...75	10...120 20...200	300 500	1500 3000	2 1,16	3,33 1,98		
DB 7-178 DN 7-178	DH 7-178 DP 7-178	— $\frac{77,8}{296}$	0,3	15...30 30...60	17...83 35...145	500 1000	2000 4000	0,57 0,28	1,65 0,61		
DB 10-111 DN 10-111	DH 10-111 DP 10-111	76 $\frac{102}{335}$	0,3	18...56 40...80	60...180 100...300	700 1000	5600 6000	1,07 0,9	3,57 2,5		
DB 13-111 DN 13-111	DG 13-111	79 $\frac{136}{435}$	0,6	26...60 35...80	240...470 320...620	1500 2000		0,4 0,3	0,45 0,33		
DB 13-114 DN 13-114	DG 13-114 DP 13-114	80 $\frac{135,5}{375}$	0,3	46...82 46...82	360...620 360...620	2000 2000	2000 4000	0,38 0,3	0,45 0,37		
DB 13-116 DN 13-116	DG 13-116 DP 13-116	81 $\frac{135,5}{431}$	0,6	22,5...67,5 30...90	280...520 370...690	1500 2000	3000 2000	0,36 0,36	0,44 0,42		
DB 13-132 DN 13-132	DG 13-132 DP 13-132	82 $\frac{136}{384,5}$	0,6	30...90	340...640	2000		0,38	0,47	114	114
DB 13-134 DN 13-134	DG 13-134 DP 13-134	83 $\frac{135,5}{430}$	0,6	32...56	300...520	1500	3000	0,55	0,75		
DB 13-154 DN 13-154	DG 13-154 DP 13-154	84 $\frac{135,5}{457,5}$	0,6	30...90	360...700	2000	4000	0,35	0,8		
DB 13-160 DN 13-160	DG 13-160 DP 13-160	85 $\frac{135,5}{460,5}$	0,3	30...80	180...350	1000	1000	0,6	2		
DBM 13-136 DNM 13-136	DGM 13-136 DFM 13-136	86 $\frac{135,5}{497,5}$	$2 \times 0,3$	30...90	300...640	1500	7500	0,35	0,63		
DBM 13-140 DNM 13-140	DGM 13-140 DFM 13-140	87 $\frac{135,5}{480}$	1,2	50...80	200...500	1670	10000	0,33	1,56		

Vidikon képfelvenőcső

Típus	Bekódás	Általános adatok						Üzemi adatok			
		U_1	I_1	Spektr. érs. max.	Fókusz	Elc.	Letap. terület	U_{car}	I_{car}	Réteg- egyenl.	Felb. középső
PCT 254 A	94	6,3 V	0,3A	450 nm	40 G	mágn.	9,6 x 12,8 mm	0...125 V	0,05 μ A	55%	500 sor
PCT 254 L	94	6,3 V	0,3A	450 nm	40 G	mágn.	9,6 x 12,8 mm	0...125 V	0,05 μ A	40%	550 sor

Amerikai csövek

Tipus	E-, P-megfelelő
7 AN 7	PCC 84
7 DJ 8	PCC 88
7 ES 8	PCC 189
8 G J 7	PCF 801
9 A 8	PCF 80
9 J W 8	PCF 802
9 U 8	PCF 82
12 AU 7	ECC 81
12 AU 7	ECC 82
12 AX 7	ECC 83
14 G W 8	PCL 86
15 C W 5	PL 84
16 A 8	PCL 82
17 K W 6	PL 508
25 E 5	PL 36
28 GB 5	PL 500
30 C 1	PCF 80
30 L 1	PCC 84
40 KG 6	PL 509

Katódsugárcsővek összehasonlító táblázata

TUNGSRAM	RCA, Sylvania	TFK	Valvo
DB 7-113 DG7-113 DN7-113	3 KP 11 3 KP 1 3 KP 2		
DB7-115 DG7-115 DN7-115	3 BP 11-A 3 BP 1-A 3 BP 2-A		
DB7-116 DG7-116 DN7-116 DP7-116	3 JP 11 3 JP 1 3 JP 2 3 JP 7		
DB13-111 DG13-111 DN13-111	5 BP 11-A 5 BP 1-A 5 BP 2-A		
DB13-116 DG13-116 DN13-116 DP13-116	5 CP 11-A 5 CP 1-A 5 CP 2-A 5 CP 7-A		DB 13-2 DG 13-2 ~DR 13-2 DP 13-2
DB13-154 DG13-154 DN13-154 DP13-154	5 YP 11 5 YP 1 5 YP 2 5 YP 7	DB 13-54 DG 13-54 DN 13-54 DP 13-54	DG 13-54

Katódsugárcsővek európai típusjelölésének értelmezése

- Első betű: D (katódsugárcső jele)
- Második betű: a fényporrétegre utaló jelzés (lásd táblázatot)
- Első szám: ernyőtármérő cm-ben
- Második szám: azéria jelölése

P-sorozat

P-típus	E-megfelelő	U_1 [V]	Eltérés i_r [A]
PC 86	EC 86	3,8	0,3
PC 88	EC 88	4	0,3
PC 92	EC 92	3,1	0,3
PCF 80	ECF 80	9	0,3
PCF 82	ECF 82	9	0,3
PCL 82	ECL 82	16	0,3
PCL 86	ECL 86	14,5	0,3
PL 84	EL 84	15	0,3
PL 504	EL 504	27	0,3

Fényporok színe és utánvilágítási ideje

Európai	Uj Eu.	Amerikai	Szín	Utánvil. ideje, színe
B	BE	P11	kék	rövid: 8 ms, kék
H	GH	P31	türkiz-zöld	rövid: 12 ms, türkiz-zöld
G	GJ	Pt	zöld	közepes: 50 ms, zöld
N	GL	P2	kékes-zöld	hosszú: 0,5 s, sárgászöld
P	GM	P7	kékes-fehér	n. hosszú: 12 s, sárgászöld

Megjegyzés a katódsugárcső táblázathoz:

A DG7-123 és DG7-131-nél az eltérés D_1-D_2 irányban aszimmetrikus, D_2-D_1 irányban szimmetrikus.

— Az E- és a 6-os sorozat (pl.: EF 80, 6 AL 5) csöveinek egyidejűleg 6,3 V s 160 mA feszültségű, A- és P-típusú jeleket típusok: ECC81, ECC82, ECC83-nál 6,3V—300 mA/12,6 V—150 mA; E80CC-nél 6,3 V—600 mA/12,6 V—300 mA.

— A P-sorozat (pl.: PL 509) csöveinek egyidejűleg 0,3 A a fűtőáram.

Összehasonlító táblázatok

Szovjet csövek

Típus	E-, P-, 6-os megfelelő
6A2	6 BE 6
6 Б В С	6 B B
6Ж1 П	6 AK 5
6 Ж 4	6 AC 7
6 Ж 7	6 J 7
6 Ж 8	6 S J 7
6 Ж 9 П	E 180 F
6 Ж 11 П	E 280 F
6 И 1 П	ECH 81
6 К 3	6 SK 7
6 К 4 П	6 BA 6
6 К 7	6 K 7
6 К 13 П	EF 183
6 Н 8 С	6 SN 7
6 Н 9 С	6 SL 7
6 Н 14 П	~PCC 84 ($U_f = 6,3 V$)
6 Н 15 П	6 J 6
6 Н 23 П	~PCC 88, 189 ($U_f = 6,3 V$)
6 П 1 П	6 AQ 5
6 П 3 С	6 L 6 G
6 П 6 С	6 V 6
6 П 9	6 AG 7
6 П 14 П	EL 84
6 П 36 С	EL 504
6 С 2 С	6 J 5
6 Ф 1 П	ECF 82
6 X 2 П	6 AL 5
6 X 6 С	6 H 6
6 Ц 4 П	6 X 4
6 Ц 5 С	6 X 5
5 Ц 4 С	5 Z 4

Amerikai csövek

Típus	E-, P-megfelelő
4 CM 4	PC 86
4 DL 4	PC 89
6 AB 4	EC 92
6 A J 8	ECH 81
6 AQ 8	ECC 85
6 BM 8	ECL 82
6 BQ 5	EL 84
6 B W 4	EZ 81
6 BX 6	EF 80
6 BY 7	EF 85
6 C 12	ECH 81
6 CA 4	EZ 81
6 CM 4	EC 86
6 DA 6	EF 89
6 DC 8	EBF 89
6 DL 4	EC 88
6 DS 8	ECH 83
6 EH 7	EF 183
6 E J 7	EF 184
6 EL 7	EF 80
6 F 19	EF 85
6 F 29	EF 183
6 F 30	EF 184
6 F 40	EF 86
6 FD 12	EBF 89
6 GB 5A	EL 504
6 GW 8	ECL 86
6 KX 8	ECC 808
6 L 12	ECC 85
6 N 8	EBF 80
6 P 15	EL 84
6 PD 12	EBF 89
6 V 4	EZ 80

Típus	Rendszer	Bekötés	Üzemi adatok									Hatásfokozatok						
			U_i [V] (I_i) [A]	U_k [V]	I_k [mA]	U_{gr} [V]	I_{gr} [mA]	U_{el} [V]	S [mA/V]	μ (U_{gr})	U_k [V]	N_k [W]	U_{gr} [V]	N_{gr} [W]	I_k [mA]	R_{el} [MΩ]		
E 80 F	V	23.	(0,3)	250	3	100	0,65	$R_{el} = 550 \Omega$	1,85	(0)		1,3		0,4	9	4		
E 81 L	V	24.	(0,375)	210	20	210	5,3	$R_k = 120 \Omega$	11	(0)	210	4,5	210	1,2	30			
E 83 F	V	25.	(0,3)	210	10	120	2,1	$R_k = 165 \Omega$	9	(0)	210	2,1	210	0,35	16			
E 88 CC	III III	7.	(0,3)	100	15			$R_{el} = 300 \Omega$							20			
E 130 L	V	26.	(1,7)	250	100	150	4	-15,5	27,5		900	27,5	250	5	300			
E 180 F	V	27.	(0,3)	190	13	610	3,3	$R_{el} = 460 \Omega$	16,5	(0)	210	3	175	0,9	25	0,5		
E 280 F	V	27.	(0,315)	190	20	160	6	$R_{el} = 220 \Omega$	26	(0)	220	4	180	1,1	30	0,5		
E 288 CC	III III	7.	(0,475)	100	30			$R_{el} = 200 \Omega$	20	25	250	3			40	1		
PCC 88	III III	7.	7	90	15			-1,3	12,5	33	130	1,8			25	1		
PCC 189	III III	7.	7,2	90	15			-1,4	12,5		130	1,8			22	1		
PCF 801	III V	28.	8,5	100 170	15 10	120	3	-3 -1,4	9 11	30	125 250	1,5 2	250		20 18	0,5 1		
PCF 802	III V	9.	9	200 100	3,5 6	100	1,7	-2 -1	3,5 5,5	70	250 250	1,4 1,2	250	0,8	10 15	3 0,34		
PL 36	V	29.	25	100	100	100	7	-8,2	14			12	250	4	200	0,5		
PL 83	V	30.	15	170	36	170	5	-2,3	10,5	(0)	250	9	250	2	70	0,6		
PL 508	V	31.	17	190	60	190	4,5	-17	9		400	12	275	3	100	1		
PL 509	V	32.	40	160	1400 _{ca}	160	45 _{ca}	0		(0)		30	275	7	500	0,5		
PL 519	V	32.	40	160	1400 _{ca}	160	45 _{ca}	0		(0)		35	275	7	500	0,5		
6 AC 7	V	33.	(0,45)	300	10	150	2,5	$R_k = 160 \Omega$	10			3,3		0,45				
6 AG 7	V	34.	(0,65)	300	30	150	9	-3	11	$R_k = 10k\Omega$, $P_{el} = 3W$								
6 AL 5	II II	35.	(0,3)	max. 2x 117 Veff-nél $I_k = 10$ mA									300 _{ca}			54 _{ca}		
6 AK 5	V	36.	(0,175)	190	7,7	120	2,4	-2	4,1		180		180		18			
6 AQ 5	V	37.	(0,45)	250	47	250	7	-12,5	4,1		250		250	$R_k = 5 k\Omega$, $P_{el} = 4,5 W$				
6 AT 6	2x II III	38.	(0,3)	250	1			-3	1,2	70	300	0,5				3		
6 AU 6	V	39.	(0,3)	250	10,8	150	4,3	-1	5,2		300	3	150					
6 AV 6	II II III	38.	(0,3)	250	1,2			-2	1,6	100	200 _{ca}	0,5			6 _{ca}	3		
6 B 8	2x II V	40.	(0,3)	250	10	125	2,3	-3	1,3									
6 BA 6	V	39.	(0,3)	250	11	100	4,2	-1	4,4		300	3				2		
6 BE 6	VII	41.	(0,3)	250	2,9	100	6,8	10 _{ca}	0,475	(-1,5)	300	3	100		14			
6 C 4	III	42.	(0,15)	250	10,5			-8,5	2,2	17								
6 CL 6	V	43.	(0,65)	250	31	150	7	-1	11	$R_k = 7,5 k\Omega$, $P_{el} = 2,8 W$								
6 J 5	III	44.	(0,3)	250	9			-3	2,6	20								
6 J 6	III III	45.	(0,45)	100	8,5			-0,85	5,3	38	300	2x1,5				0,5		
6 J 7	V	46.	(0,3)	250	2	100	0,5	-3	1,22									
6 K 6	V	47.	(0,4)	315	28	250	9	-21	2,1	$R_k = 9 k\Omega$, $P_{el} = 4,5 W$								
6 K 7	V	46.	(0,3)	250	10,5	125	2,6	-3	1,7									
6 L 6	V	48.	(0,9)	300	55	200	4,6	$R_k = 220 \Omega$		$R_k = 4,5 k\Omega$, $P_{el} = 6,5 W$								
6 SK 7	V	33.	(0,3)	250	9,2	100	2,6	-3	2									
6 SL 7	III III	49.	(0,3)	250	2,3			-2	1,6	70								
6 SN 7	III III	49.	(0,6)	250	9			-8	2,6	20								
6 V 6	V	48.	(0,45)	250	47	250	7	-12,5	4,1	$R_k = 5 k\Omega$, $P_{el} = 4,5 W$								
6 X 4	II II	49.	(0,6)	max. 2x 325 Veff-nél $I_k = 70$ mA									max. $C_{ez} = 10 \mu F$					

Vevőcsövek

Típus	Rendezés	Belső- tűz	Üzemi adatok								Határértékek						
			U_1 [V] (I_1) [A]	U_a [V]	I_a [mA]	U_{gk} [V]	I_{gk} [mA]	U_{g2} [V]	S [mA/V]	μ (U_{g2})	U_a [V]	N_a [W]	U_{gk} [V]	N_{gk} [W]	I_k [mA]	R_{gk} [M Ω]	
EBF 80	II II V	1.	(0,3)	250	5	85	1,75	-1	2,2		350 250	1,5	300	0,3	0,8 10	3	—
EBF 89	II II V	1.	(0,3)	250	9	100	2,7	-2	3,8	(0)	200 250	2,25	300	0,45	0,8 16,5	3	
EBL 21	II II V	2.	(0,3)	250	36	250	4,5	-6	9	$R_a = 7 k\Omega$ $P_{k2} = 4 W$	200 300	11	300	2,75	0,8 60		
EC 86	III	3.	(0,175)	175	12	$R_{gk} = 230 \Omega$		-1,5	14	68	220	2,2			20	1	
EC 88	III	4.	(0,165)	160	12,5	$R_{gk} = 240 \Omega$		-1,3	13,5	65	175	2			13	1	
EC 92	III	5.	(0,15)	250	10			-2	5,5	60	300	2,5			15	1	
ECC 81	III III	6.	*	250	10			-2	5,5	60	300	2,5			15	1	
ECC 82	III III	6.	*	250	10,5			-8,5	2,2	17	300	2,75			20	1	
ECC 83	III III	6.	*	250	1,2			-2	1,6	100	300	1			8	2	
ECC 85	III III	7.	(0,435)	250	10			-2,2	6	57	300	2,5			15	1	
ECC 806	III III	8.	(0,34)	250	1,2			-1,9	1,6	100	300	0,5			4	1	
ECF 80	III V	9.	(0,43)	100 170	14 10	170	2,8	-2 -2	5 6,2	20	250 250	1,5 1,7	175	0,75	14 14	0,5 1	
ECF 82	III V	9.	(0,43)	150 170	11 10	110	3,3	-2 $R_k = 68 \Omega$	5,8 5,5	35	300 300	1,5 2	300	0,5	20 20	1 1	
ECH 21	III VII	10.	(0,33)	100	12			0	3,2	22	175 300	0,8 1,5	100	1	15	3 3	
ECH 81	III VII	11.	(0,3)	100 160	13,5 11	100	7	0 -0,5	3,7 4,5	22 (0)	250 300	0,8 2	125	0,8	6,5 16	3 3	
ECH 83	III VII	11.	(0,3)	6,3 6,3	0,3 0,05	6,3	0,08		0,8 0,08	14,6	250 50	0,8	50		6,5 5	3 3	
ECH 84	III VII	12.	(0,3)	50 135	3 1,7	14	0,9	0	3,7 2,2	50 (0)	250 250	1,3 1,7	250	0,8	10 12,5	3 3	
ECL 82	III V	13.	(0,78)	100 170	3,5 41	170	9	0 -11,5	2,2 7,5	70	300 300	1 5	300	2	15 50	3 2	
ECL 86	III V	14.	(0,7)	250 250	1,2 36	250	6	-1,9 -7	1,6 10	100	300 300	0,5 9	300	1,8	4 55	1 0,5	
EF 22	V	15.	(0,2)	250	6	100	1,7	-2,5	2,2	(0)	300	2	300	0,3	10	3	
EF 80	V	16.	(0,3)	250	10	250	2,8	-3,5	6,8	(0)	300	2,5	300	0,7	15	1	
EF 83	V	17.	(0,2)	250	4	50	1,15	-1,6	1,6	(0)	300	1	300	0,2	6	3	
EF 85	V	16.	(0,3)	250	10	100	2,5	-2	6	(0)	250	2,5	250	0,65	15	3	
EF 86	V	17.	(0,2)	250	3	140	0,6	-2,2	2,2	(0)	300	1	200	0,2	4	3	
EF 89	V	18.	(0,2)	250	9	85	3,2	-1,2	4	(0)	300	2,25	300	0,45	16,5		
EF 183	V	16.	(0,3)	200	12	90	4,5	-1	12,5	(0)	250	2,5	250	0,65	20		
EF 184	V	16.	(0,3)	200	10	200	4,1	-2,5	15	(0)	250	2,5	250	0,9	25		
EL 34	V	19.	(1,5)	265	100	265	14,9	-13,5	11	(0)	800	25	425	8	150	0,5	
EL 84	V	20.	(0,75)	250	48	250	5,5	-7,3	11,3	$P_{k2} = 6 W$	300	12	300	2	65	1	
EL 504	V	21.	(1,4)	50 420 _{max}		200	37 _{max}	-10					250		250	0,5	
EZ 80	II II	22.	(0,6)	max. 2×350 Veff-nél $I_0 = 90$ mA					$C_{12} = 50 \mu F$ max.			min. $R_a = 2 \times 300 \Omega$					
EZ 81	II II	22.	(0,6)	max. 2×450 Veff-nél $I_0 = 100$ mA					$C_{12} = 50 \mu F$ max.			min. $R_a = 2 \times 310 \Omega$					
E 90 CC	III III	6.	*	250	6				5,5	30	300	2			12	1	

22. KATALÓGUS

Jelmagyarázat az elektroncső és félvezető-katalógushoz

Feszültségek:

U_a	anódfeszültség
U_{be}	bemenő feszültség
U_{CBa}	kollektor-bázis feszültség, ha $I_B = 0$
U_{CEa}	kollektor-emitter feszültség, ha $I_B = 0$
U_{CE}	kollektor-emitter feszültség
U_{CEK}	kollektor-emitter feszültség, ha $U_{BE} = 0$
$U_{CE sat}$	kollektor-emitter telítési (szaturációs) feszültség
U_{DS}	drain-source feszültség
U_{DSe}	emitter-bázis feszültség, ha $I_C = 0$
U_{Ae}	égési feszültség
U_{Aem}	minimális égési feszültség
U_f	nyitóirányú feszültség
U_f	fűtőfeszültség
$U_{1...g}$	az első ... harmadik rác s és a katód közötti feszültség
$U_{1...g}$	gate-source feszültség
U_{G1S}	az első gate és a source közötti feszültség
U_{G2S}	a második gate és a source közötti feszültség
U_{GS}	gate-source feszültség, ha $I_D = 0$
U_{GT}	gyújtófeszültség
$U_{k elő}$	a katód előfeszítő feszültsége
U_{Rz}	záróirányú feszültség
U_{RzK}	a záróirányú feszültség csúcsértéke
U_{RzK}	ismétlődő záróirányú csúcsfeszültség
U_{RzK}	záróirányú feszültséglikés csúcsértéke
U_{RzK}	záróirányú üzemi feszültség csúcsértéke
U_T	tápfeszültség
U_{Ue}	jellemezőfeszültség
U_Z	Zener-feszültség

Áramok:

I_a	anódáram
I_C	kollektoráram
I_{CAV}	folyamatosan megengedhető kollektoráram
I_D	draináram
I_f	fűtőáram
I_f	nyitóirányú áram
I_{fAV}	átlagos nyitóirányú áram
I_{fM}	a nyitóirányú áram csúcsértéke
I_{fRM}	ismétlődő nyitóirányú csúcsáram
I_{fSM}	nyitóirányú áramlikés csúcsértéke
I_{I1}	az első rác s árama
I_{I2}	a második rác s árama
I_G	gateáram
I_k	katódáram
I_{k1-9}	0—9-ig a katódok egyenkénti árama
I_{k10}	a tízedes pont katódárama
I_e	egyenirányított áram
I_f	fotoáram
I_B	záróirányú áram
I_{Bp}	sötétáram
I_{Ue}	jellemezőáram
I_Z	Zener-áram

Ellenállások:

R_a	anód munkellenállás
R_D	belső ellenállás

R_d	áramkorlátozó ellenállás
R_{eV}	ekvivalens zajellenállás
r_F	nyitóirányú differenciális ellenállás
R_{E1}	külső ellenállás az első rác s áramkörében
R_k	katódenállás
R_L	terhelő ellenállás
R_S	soros veszteségi ellenállás
R_{th1k}	hőellenállás az átmenet és a környezet között
R_{th2k}	hőellenállás az átmenet és a tok között

Egyéb:

C_{be}	bemenő kapacitás source kapcsolásban
C_C	kollektorkapacitás
C_D	dióda kapacitás
C_{KX}	szűrő (puffer) kapacitás
C_{VSE}	visszahatási kapacitás
C_{cs}	csúcsérték
$D_1—D_n$	vízszintes eltérítő elektródák
$D_x—D_y$	függőleges eltérítő elektródák
E	megvilágítás
f	frekvencián
F	zajtényező
f_R	határfrekvencia (melynél az 1 kHz-en mért Y_{11e} a 0,7-re csökken)
f_T	transzist frekvencia (ahol $h_{11e} = 1$)
Ge	germánium alapanyag
G_p	teljesítményerősítés
IG_p	a teljesítményerősítés szabályozási tartománya
G_{PS}	teljesítményerősítés source kapcsolásban
h_{FE}	egyenáramú áramerősítési tényező
h_{FE}	kisjelű áramerősítési tényező
h_{FE}	egyenáramú áramerősítési tényező
N	N-szennyezésű csatorna
N_a	anód disszipációs teljesítmény
N_{gd}	sagéd rác s disszipációs teljesítménye
NPN	félvezető szerkezet
P	P-szennyezésű csatorna
P_{be}	bemenő (meghajtó) teljesítmény
P_D	disszipációs teljesítmény
P_{ki}	kimenő teljesítmény
P_{tot}	teljes veszteségi teljesítmény
PNP	félvezető szerkezet
Q_D	varikapdióda (óság) tényezője
S	meredekség
S_f	fényérzékenység
Si	szilícium alapanyag
SWR	állóhullámáramny
T_a	környezeti hőmérséklet
T_{amb}	
T_j	réteghőmérséklet
t_r	a legkisebb megvilágítási idő
t_{re}	záróirányú feléledési idő
t_{off}	kikapcsolási idő
t_{on}	bekapcsolási idő
Y_{11e}	transzfer meredekség source kapcsolásban
μ	erősítési tényező
η	hatásfok
\dots	váltóáramú jel

2. DXCC-vel kapcsolatos megjegyzések:

minden hívójel, amely mellett az „ország” rovatban politikai-földrajzi megnevezés szerepel, egy-egy DXCC-körzetként vehető figyelembe, az alábbi kivételekkel:

- nem számítható fel: AC3 (1975. Y. 1. után), ACS, EL3, KS4 (1972. IX. 1. után), M3 (a 9A érvényes), UPOL, VE3,
- FR.../B és FR.../E = FR.../J; IAS-IB3 - IOB-ID9-IE9-IF9-IG9 - IH9-IL7-IT9 = I; IM3 = IS; VO1 és VO2 = VE; VR7 = VR3; ZD9G = ZD9B; 3B7 = 3B6; 9M6 = 9M8.

- SZU-ból egy-egy körzetet érnek az OSZSZSZK európai, ázsiai része és a földrajzi nevük szerint felsorolt területek, szövetséges köztársaságok,
- az Antarkisz, S. Orkney, S. Sandwich, S. Shepland csak egyszer használható fel, bármely nemzetiségű állomás, hívójel előlése esetén.
- bármely .../UN (EN5Z) állomás az éppen adott működési területhez sorolandó, kivéve 4U1TU, 4U2TU stb.

3. Ő, a táblázatban nem szereplő hívójeltek hovatartozása az „ITU hívójeltartományok” táblázat regionáljával határozható meg.

ITU hívójeltartományok

<p>A2A-A2Z A3A-A3Z A4A-A4Z A5A-A5Z A6A-A6Z A7A-A7Z A8A-A8Z A9A-A9Z AAA-ALZ AMA-AOZ APA-ASZ ATA-AWZ AXA-AXZ AYA-AZZ BAA-BZZ CAA-C1Z CAA-C3Z CAA-C4Z CAA-C5Z CAA-C6Z CAA-C7Z CAA-C9Z CAA-CEZ CAA-CKZ CLA-CMZ CNA-CNZ COA-COZ CPA-CPZ CQA-CRZ CSA-CUZ CVA-CKZ CYA-CZZ D2A-D3Z D4A-D4Z D5A-D5Z D6A-D6Z D7A-D9Z DAA-DTZ DUA-DZZ EAA-EHZ EIA-EJZ EKA-EKZ ELA-ELZ EMA-EOZ EPA-EQZ ERA-ERZ ESA-ESZ ETA-ETZ EUA-EWZ EYA-EZZ FAA-FZZ GAA-GAZ H3A-H3Z HAA-HAZ HBA-HBZ HCA-HDZ HEA-HEZ HFA-HFZ HGA-HGZ HHA-HHZ HIA-HIZ HJA-HKZ HLA-HMZ HNA-HNZ HQA-HPZ HSA-HRZ HSA-HSZ HTA-HTZ HUA-HUZ HYA-HVZ HWA-HYZ HZA-HZZ IAA-IZZ JAA-JSZ JTA-JVZ WA-JXZ JYA-JYZ JZA-JZZ KAA-KZZ L2A-L2Z LAA-LNZ LDA-LWZ LXA-LXZ LYA-LYZ LZA-LZZ MAA-MZZ NAA-NZZ</p>	<p>Botswana Tonga Oman Shatan Egy. Arab Emírátségek Qatar Liberia Bahrein USA Spanyolország Pakisztán India Ausztrália Argentína Kína Nauru Andorra Cyprus Gambia Bahama-sz. Nemz. Memorokológiai Szervezet Mozambik Chile Canada Kuba Marokkó Kuba Bolivia Portugália Porcugália Uruguay Canada Angola Cape Verde Is. Liberia Comoro Is. Korea Németország (NDK és NSZK) Fülöp-sz. Spanyolország Franciaország Sovjetunió Liberia Sovjetunió Irán Sovjetunió Ezorszag Etiópia Balogaszia Sovjetunió Franciaország Nagy-Britannia Panama Magyarország Svájc Ecuador Svájc Lengyelország Magyarország Haiti Dominika Kolumbia Korea Irak Panama Honduras Thaiföld Nicaragua Salvador Vatikán Franciaország Szaúd-Arábia Chazorszag Japán Mongólia Norvégia Jordánia Indonézia USA Argentína Norvégia Argentína Luxemburg Lettország Belgria Nagy-Britannia USA</p>	<p>OAA-OCZ ODA-ODZ OEA-OEZ OFA-OJZ OKA-OMZ ONA-OTZ OUA-OZZ P2A-P2Z PAA-PIZ PIA-PIZ PKA-POZ PPA-PYZ PZA-PZZ QAA-QZZ RAA-RZZ S2A-S3Z S6A-S6Z S7A-S7Z SAA-SMZ SNA-SRZ SSA-S5M SSN-STZ SUA-SUZ SVA-SZZ TAA-TCZ TDA-TDZ TEA-TEZ TFA-TFZ TGA-TGZ THA-THZ TIA-TIZ TJA-TJZ TKA-TKZ TLA-TLZ TMA-TMZ TNA-TNZ TOA-TOZ TRA-TRZ TSA-TSZ TTA-TTZ TUA-TUZ TYA-TXZ TYA-TYZ TZA-TZZ UAA-UZZ VAA-VGZ VHA-VNZ VOA-VOZ VPA-VSZ VTA-VWZ VXA-YYZ VZA-VYZ WAA-WZZ XAA-XIZ XJA-XOZ XPA-XPZ XQA-XRZ XSA-XSZ XTA-XTZ XUA-XUZ XYA-XYZ XWA-XWZ XXA-XXZ XYA-XZZ YAA-YAZ YBA-YHZ YJA-YJZ YKA-YKZ YLA-YLZ YMA-YMZ YNA-YNZ YOA-YYZ YSA-YSZ YTA-YUZ YVA-YYZ YZA-YZZ ZAA-ZAZ ZBA-ZJZ ZKA-ZMZ ZNA-ZOZ ZPA-ZPZ ZQA-ZQZ ZRA-ZUZ ZVA-ZZZ 2AA-2ZZ</p>	<p>Peru Libanon Ausztria Finnország Csehszlovákia Belgium Dánia Pápua Új-Guinea Hollandia Holland Antillák Indonézia Brazilia Surinam (geográfai rövidítések) Sovjetunió Bangladesh Szingapúr Seychelles Svédország Lengyelország Egyiptom Saudia Egyiptom Görögország Törökország Guatemala Costa Rica Island Guatemala Franciaország Costa Rica Kamerun Franciaország Közép-afrikai Közt. Franciaország Kongó Franciaország Gabon Tanzánia Café Ivory Coast Franciaország Benin (Dahomey) Mali Sovjetunió Canada Ausztrália Új-Fundland Brit Nemzetközösség India Canada Ausztrália USA Mexikó Canada Grönland Chile Kína Fehér Volta Kambodzsa Vietnam Laosz Portugália Brazília Afganisztán Indonézia Irak Új-Hebridák Széria Lívia Törökország Nicaragua Románia Salvador Jugoszlávia Venezuela Jugoszlávia Albánia Brit Nemzetközösség Új-Zéland Brit Nemzetközösség Paraguay Brit Nemzetközösség Óceániai Köztársaság Brazilia Nagy-Britannia</p>	<p>1AA-1AZ 1BA-1BZ 1CA-1CZ 1DM-1DZ 1OA-1OM 1EA-1EZ 1GA-1GZ 1HA-1JZ 1VA-1VZ 1WA-1WZ 1XA-1XZ 1YA-1YZ 1ZA-1ZZ 2AA-2CZ 2DA-2CZ 2AA-2IZ 2MA-2MZ 2NA-2OZ 2PA-2RZ 2TA-2TZ 2UA-2UZ 2VA-2VZ 2WA-2WZ 2XA-2XZ 2YA-2YZ 2ZA-2ZZ 3AA-3CZ 3DA-3CZ 3EA-3EZ 3GA-3GZ 3HA-3JZ 3VA-3VZ 3WA-3WZ 3XA-3XZ 3YA-3YZ 3ZA-3ZZ 4AA-4CZ 4DA-4IZ 4JA-4LZ 4MA-4MZ 4NA-4OZ 4PA-4RZ 4TA-4TZ 4UA-4UZ 4VA-4VZ 4WA-4WZ 4XA-4XZ 4YA-4YZ 4ZA-4ZZ 5AA-5AZ 5BA-5BZ 5CA-5CZ 5HA-5IZ 5JA-5KZ 5LA-5MZ 5NA-5OZ 5PA-5QZ 5RA-5SZ 5TA-5TZ 5UA-5UZ 5VA-5VZ 5WA-5WZ 5XA-5XZ 5YA-5YZ 6AA-6BZ 6CA-6CZ 6DA-6JZ 6KA-6NZ 6OA-6OZ 6PA-6SZ 6TA-6UZ 6VA-6VZ 6XA-6XZ 6YA-6YZ 6ZA-6ZZ 7AA-7IZ 7JA-7NZ 7OA-7OZ 7PA-7PZ 7QA-7QZ 7RA-7RZ 7SA-7SZ 7TA-7YZ 7ZA-7ZZ 8AA-8IZ 8JA-8NZ 8OA-8OZ 8QA-8QZ 8RA-8RZ 8SA-8SZ 8TA-8YA 8ZA-8ZZ 9AA-9AZ 9BA-9DZ 9EA-9FZ 9GA-9GZ 9HA-9HZ 9IA-9JZ 9KA-9KZ 9LA-9LZ 9MA-9MZ 9OA-9OZ 9PA-9VZ 9XA-9XZ 9YA-9YZ</p>	<p>Monaco Mauritius Egyenlítői Guinea Fülöp-sz. Svédland Panama Chile Kína Tunézia Vietnam Guinea Norvégia Lengyelország Mexikó Fülöp-sz. Sovjetunió Venezuela Jugoszlávia Sri Lanka (Ceylon) Peru ENSZ Haiti Japán Israel Nemz. Polgári Repülő Szerv. (ICAO) Israel Libia Cyprus Marokkó Tanzánia Kolumbia Liberia Nigéria Dánia Malgas Közt. Mauritánia Niger Togo Nyugat-Szomália Uganda Kenya Egyiptom Széria Mexikó Korea Szomália Pakisztán Svédia Szeneget Malgas Közt. Jamaica Liberia Indonézia Japán Jemeni NDK Lusotho Malawi Algéria Svédország Algéria Szaúd-Arábia Indonézia Japán Botswana Barbados Maldiva Is. Guyana Svédország India Szaúd-Arábia San Marino Irán Etiópia Ghana Málta Zambia Kuvait Seyra Leone Málta Nepál Zaira Barbados Szingapúr Malajzia Ruanda Trinidad and Tobago</p>
---	---	--	--	--	--

Hívójel normál speciál	Ország	Kontinens	ARRL-zóna	ITU-zóna	Hívójel normál speciál	Ország	Kontinens	ARRL-zóna	ITU-zóna	
VU	India	Áz	22	41	389	Rodriguez I.	Af	39	51	
VU7	Andaman Is. and Nicobar Is.	Áz	26	49	3C	Egyenlítői Guinea	Af	26	47	
VU7	Laccadive Is.	Áz	22	41	3C	Annabon I.	Af	36	52	
W	USA	ÉA	3-5	4-8	3D2	Fidzsi-sz. Szvázibnd	Oc	31	56	
WA-WB	= W				3D6	= HP	Af	38	57	
WG4	WC1-WG3	= W			3E-3F	= CE				
WH4	WG7-WH5	= KG6			3V	Tunézia	Af	33	37	
WL7	WH7-WL6	= W			3W	Vietnam	Áz	28	49	
WM4	WL8-WM5	= KH6			3X	Guinea	Af	35	46	
WN	WH7-WM0	= W			3Y	Bouvet I. (norvég Antarktisza ill.)	Aa	13	67	
WN	WO1-WP3	= W (közös eddöengedőfresek)			3Z	= SP				
WP4	WP5-WSS	= W			4A	= KE				
WS4	WS7-WV3	= W			4C	= KE				
WV4	WV5-WV3	= W			4D	= DU				
WW6	WW7-WZ0	= W			4J-4K	= UA				
XE	XD XF	Mexikó	ÉA	06	10	4K1	(szovjet Antarktisza ill.)	An	13	69, 67, 70
XF4	XG XI XJ-XL XM XO	Revilla Gigada Is.	ÉA	06	10	4K3	(szovjet ill. S. Szedand-am)	DA	11	73
XF	XQ	= XE			4L	= UA				
XT	XU	Felső Volta	Af	35	46	4M	= YV			
XV	(1975-ig)	Kámer Közt. (Kambodzsza)	Áz	26	49	4N	= YU			
XW	XX6 (megadnt)	Dél-vietnami Közt. Laosz	Áz	28	49	4N	Sri Lanka (Ceylon)	Áz	22	41
XZ	YA	Burma	Áz	26	49	4U	= OA			
YB-YD	YI	Algánzián	Áz	21	40	4U1TU 4U2TU ...	ENSZ			
YI	YJ	Indonézia	Oc	29	51 54	4W	ENSZ Központ	Eu	14	28
YK	YN	Ízraél	Áz	21	39	4X	Genben	Áz	21	39
YO	YS	Üj-Hebriidák	Oc	32	56	4Y	Jemen	Áz	20	39
YU	YZ	Szíria	Áz	20	39	4Z	Ízraél	Áz	20	39
YV		Nicaragua	ÉA	07	11	5A	= 4X			
YX		Románia	ÉA	20	28	5B	LBia	Af	34	38
YZ		Salvador	ÉA	07	11	5H	Cyprus	Ág	20	39
ZA		= YU			5I	5J-5K	Tunézia	Af	37	53
ZB		Jugoszlávia	Eu	15	28	5L	= HK			
ZC		Venezuela	DA	09	12	5N	= EL			
ZD3		Aves I.	ÉA	08	11	5R	Nigéria	Af	35	46
ZD6		Albánia	Eu	15	28	5T	Malgac Közt.	Af	39	53
ZD7		Gibraltár	Eu	14	37	5U	Mauritánia	Af	35	46
ZD8		= SB			5V	5W	Niger	Af	35	46
ZD9B		= CS			5X	5Y	Togo	Af	35	46
ZD9C		= 3D6			5Z	5Z	Nyugat-Spanyol	Oc	32	62
ZE		Szt. Heléna-sz. Acenston I.	Af	34	46	60	Uganda	Af	37	48
ZF		Tristan da Cunha	Af	38	46	6W	Kenya	Af	37	48
ZK1		Gough I.	Af	38	46	6X	= XE			
ZK2		Rhodesia	Af	38	53	6Y	= XF4			
ZL		Cayman Is.	ÉA	08	11	6Z	= XE			
ZL1		Cook Is.	Oc	32	62	6A	= XE			
ZL2		North, Cook Is. (Fidzsi-sz.)	Oc	32	62	6B	= XE			
ZL3		Nua	Oc	32	62	6C	Szomália	Af	37	48
ZL4		Üj-Zéland	Oc	32	60	6D	Szantegál	Af	35	46
ZL5		Auckland I. and Campbell I.	Oc	32	60	6E-6G	Jamaica	ÉA	08	11
ZL6		Chatham Is.	Oc	32	60	6F-6H	Okino Torisima	Oc	27	64
ZL7		Kermadec Is. (Üj-Zéland-I Antarktisza ill.)	Aa	13	71	6I-6J	Jemeni NDK	Áz	21, 37	39, 48
ZL8		Tokelau Is.	Oc	31	62	6K	Kamaria I.	Áz	21	39
ZL9		Paraguay	DA	11	14	6L	Lusotho	Af	38	52
ZM7		Dél-afrikai Közt. (dél-afrikai K. Antarktisza ill.)	Af	38	57	6M	Malawi	Af	37	53
ZM8		Prince Edward and Marion I.	Af	38	57	6N	= SM			
ZM9		Namibia (Délnyugat-Afrika)	Af	38	57	6O	Algéria	Af	33	37
ZN		= PY			6P	6Q	= HZ			
ZO					6R	6S	= HZ			
ZP					6T	6U	JA			
ZQ					6V	6W	(Japán Antarktisza ill.)	An	13	67
ZR					6X	6Y	= A2			
ZS					6Z	6Z	Barbados	ÉA	08	11
ZS1ANT					7A	7B	Maldiv Közt.	Áz	22	41
ZS2M					7C	7D	Guyana	DA	09	12
ZS3					7E-7F	7F	= SM			
ZV-ZZ					7G	7H	Irak/Iszráel-A. seml. zóna	Áz	21	39
3A	(nem hívójel)	Spradly Archipelago	Oc	28	50	7I	San Marino	Eu	15	28
3B		Monaco	Eu	14	27	7J	= EP			
3B6		Geysir Bank	Af	39	53	7K	= ET			
3B7		Agalega Is.	Af	39	53	7L	Ghana	Af	35	46
3B8		Cargatsoe Caraloe (St. Brandon)	Af	39	53	7M	Málta	Eu	15	28
3B9		Mauritius	Af	39	53	7N	Zambia	Af	26	53

Megjegyzések:

1. Hívójel rövidítések:

- az „Ország” rovatban: ...-sziget ...-szk...szigetek; ...l... = sziget
- a „kontinens” rovatban: Eu = Európa, Áz = Ázsia, Af = Afrika, ÉA = Észak-Amerika, DA = Dél-Amerika, Au = Ausztrália, Oc = Óceánia, An = Antarktisza.

Számítástechnikai Koordinációs Intézet



Az SZKI az 1977. évi BNV-n távadatfeldolgozó rendszereket és alkalmazói programcsomagokat is bemutatott (Adi 2756/137)

AUTÓSOK! MOTOROSOK!

Egész évben várják Önöket a Mobil Vállalat szaküzletei!

JÁRMŰ- ALKATRÉSZ ÁRUHÁZ

Budapest VI.
Jókai utca 26.
Autóápolási és
felszerelési cikkek,
külföldi
motorkerékpár-
alkatrészek



MOBIL MINTATEREM

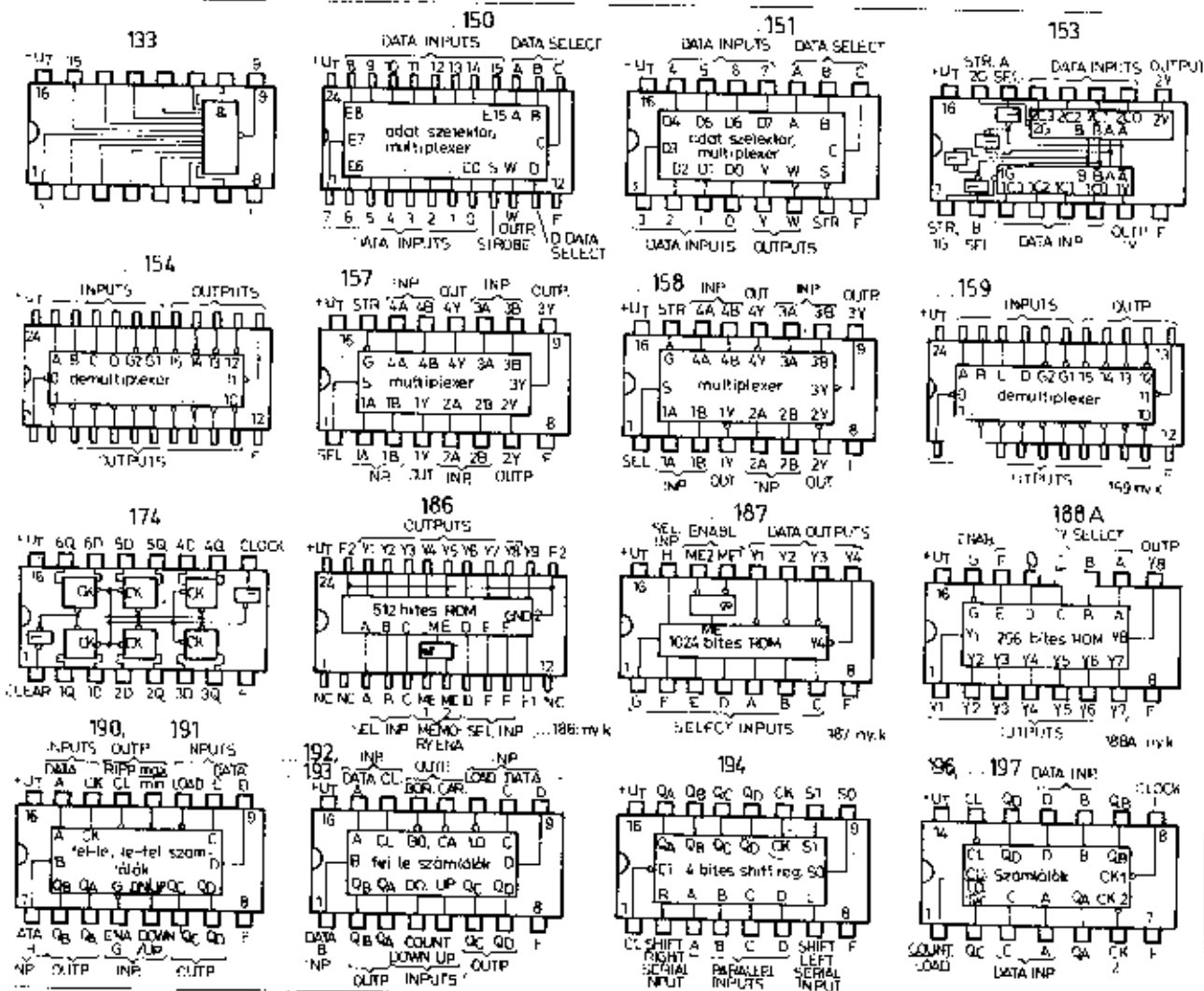
Budapest VI.
Bajcsy-Zsilinszky
út 59.
Motorkerékpárok,
varrógépek,
autóápolási és
felszerelési cikkek

PANNÓNIA MÁRKABOLT
Budapest, VI. Nagymező u. 37.
Pannónia motorkerékpár
alkatrészek, ápolási és felszerelési
cikkek



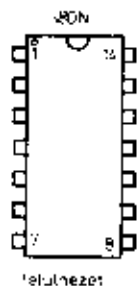
Nagy választék!

Előzékeny kiszolgálás!

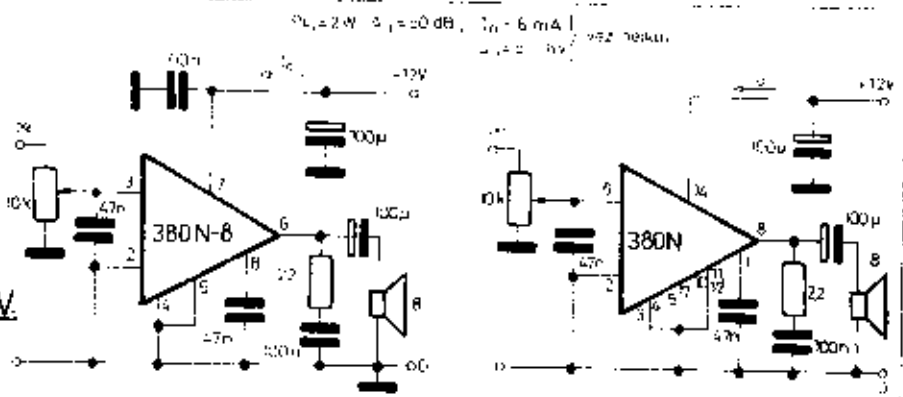


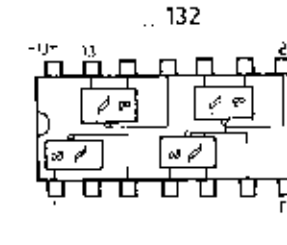
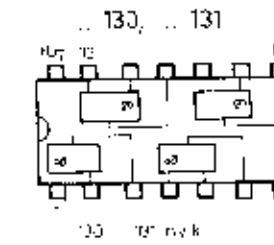
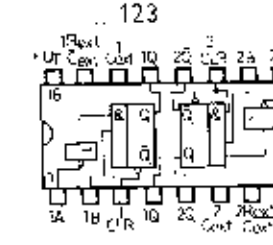
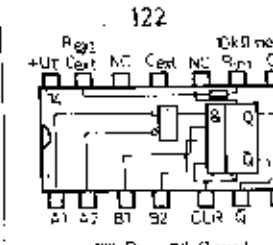
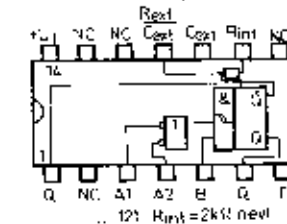
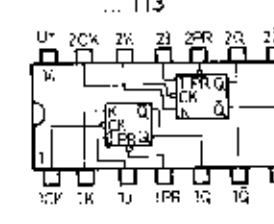
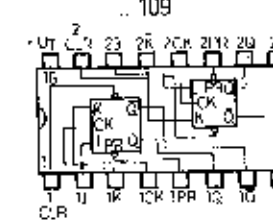
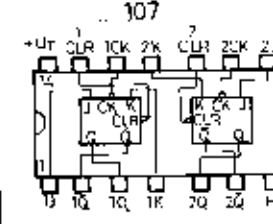
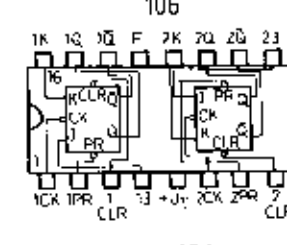
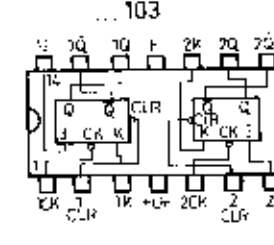
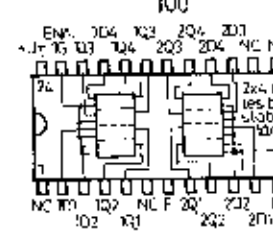
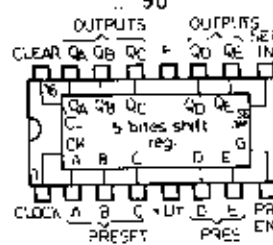
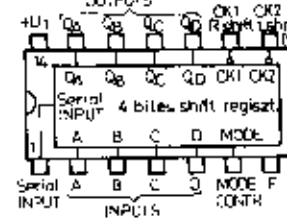
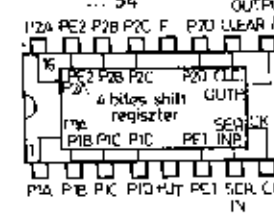
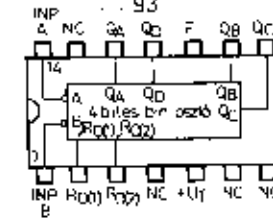
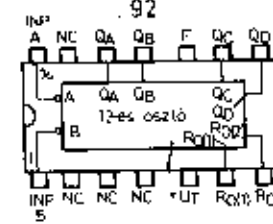
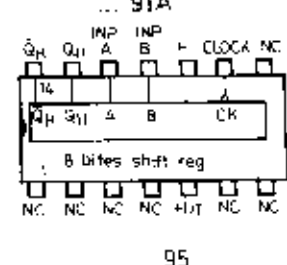
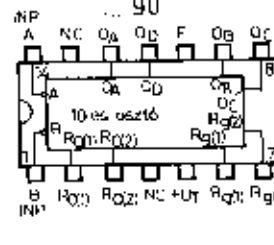
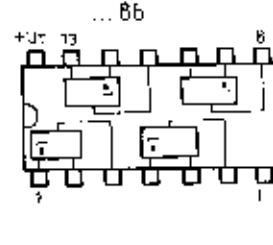
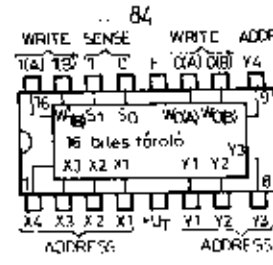
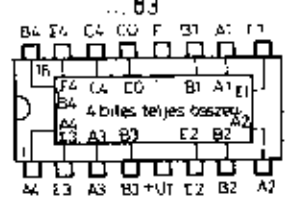
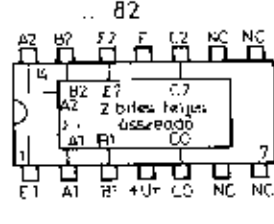
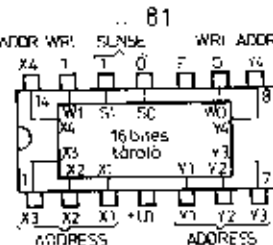
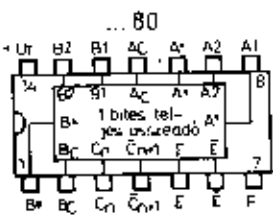
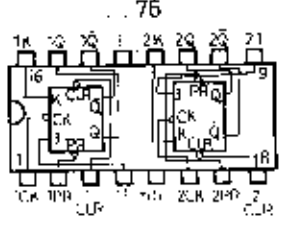
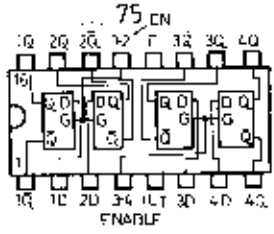
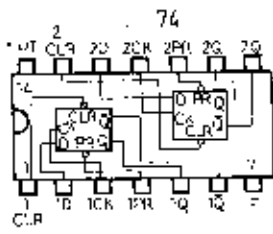
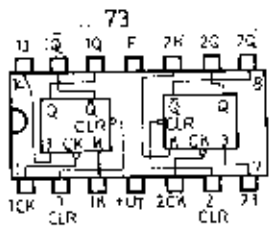
(Folytatás a 429. oldalról)

LM 380

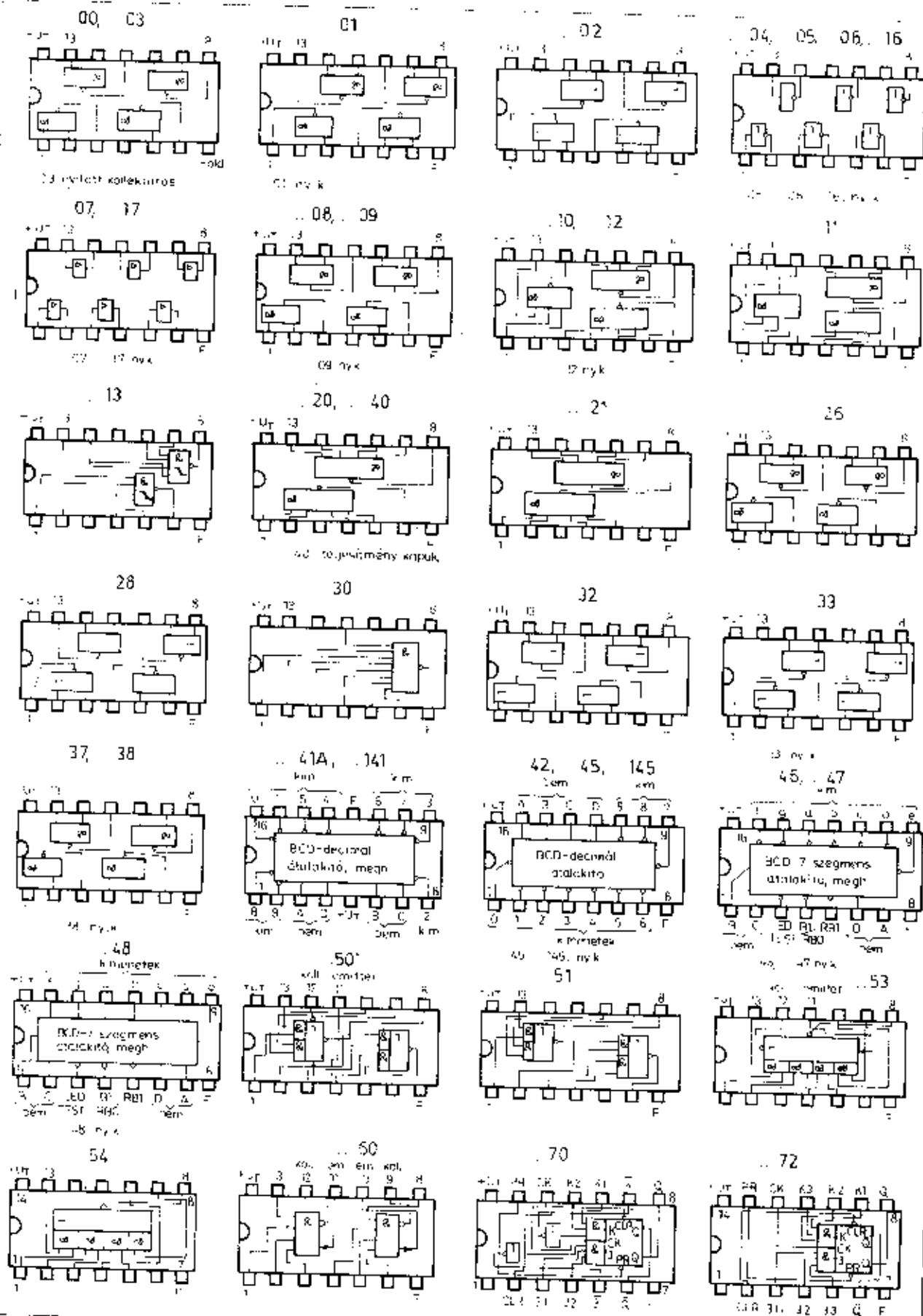


HANGREKV. ERŐSÍTŐK





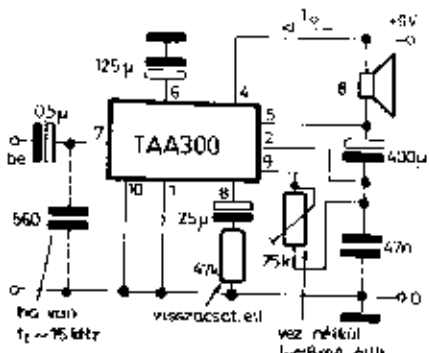
Digitális IC-k bekötési rajza



TAA 300

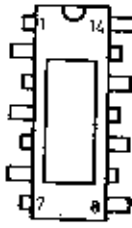


alulnézet

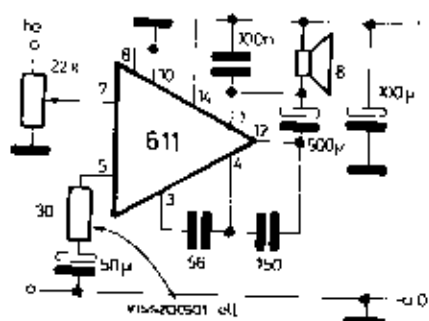


$U_{be} = 8,5 \text{ mV} \rightarrow P_{ki} = 1 \text{ W}$, $R_{be} \sim 75 \text{ kohm}$
 $f_t \sim 25 \text{ kHz}$; $I_{táp} \sim 4 \text{ 180 mA}$

TAA 611 (A,B,C)

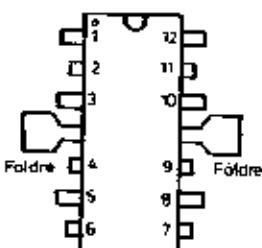


felülnézet

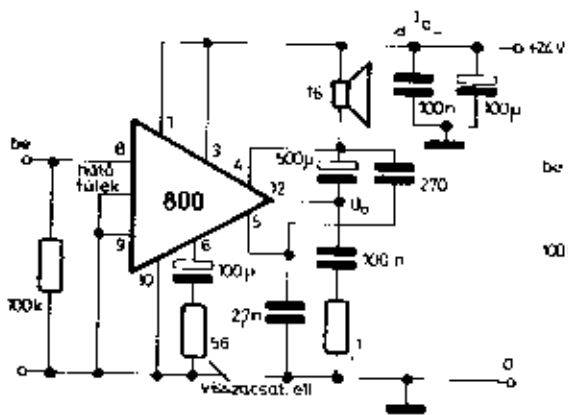


$U_{be} \sim 25 \text{ mV} \rightarrow P_{ki} = 50 \text{ mW}$ } $[611B, U_T = 12V)$
 $U_{be} \sim 17 \text{ mV} \rightarrow P_{ki} = 2 \text{ W}$ }
 $B = 50 - 75000 \text{ Hz}$ } $I_{táp} = 35 (235 \text{ mA (611B, } U_T = 12V)$
 $R_{be} = 22 \text{ kohm}$ }

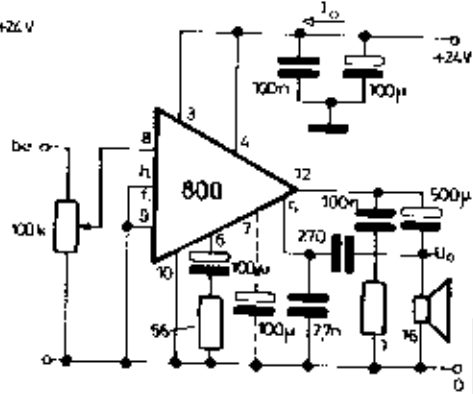
TBA 800



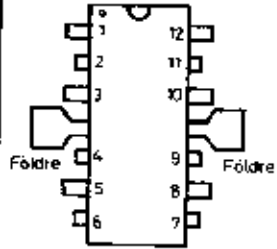
felülnézet



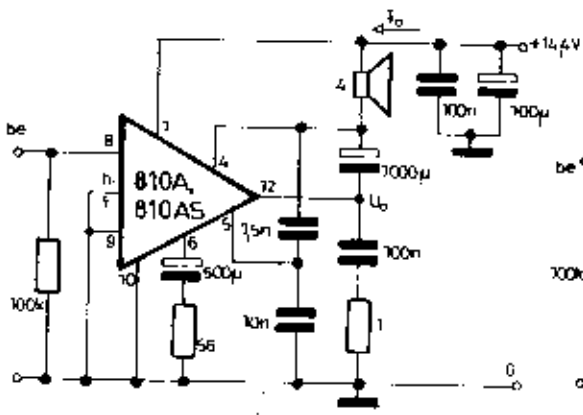
$P_{ki} = 5 \text{ W}$; $A_{uj} = 43 \text{ dB}$; $B = 35 - 20000 \text{ Hz}$; $I_o = 8 \text{ mA} (< 20 \text{ mA})$ } vez nélkül
 $U_o = 12 \text{ V (T. . 13V)}$ }



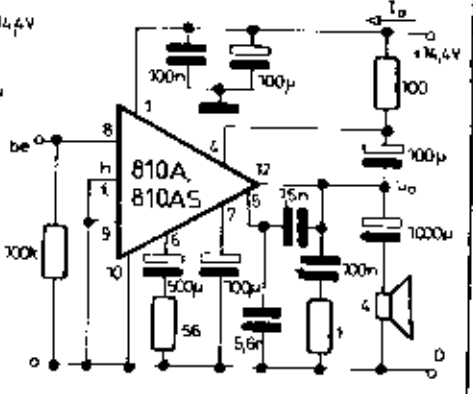
TBA 810



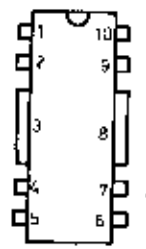
felülnézet



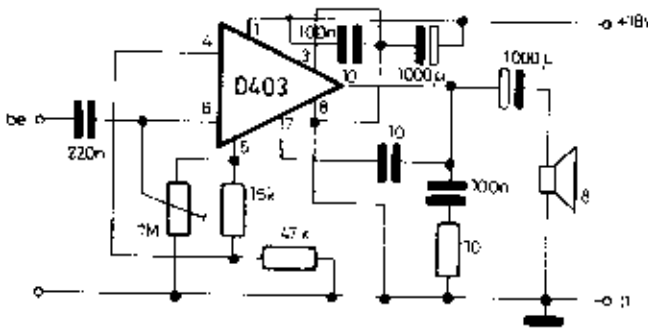
$P_{ki} = 6 \text{ W} \rightarrow U_{be} = 80 \text{ mV}$; $A_{uj} = 40 \text{ dB}$; $B = 40 - 10000 \text{ Hz}$ } $I_o = 12 \text{ mA}$ } vez nélkül
 $U_o = 8 \text{ V}$ }



MA 0403

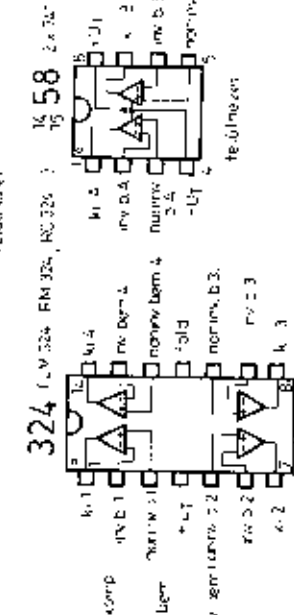
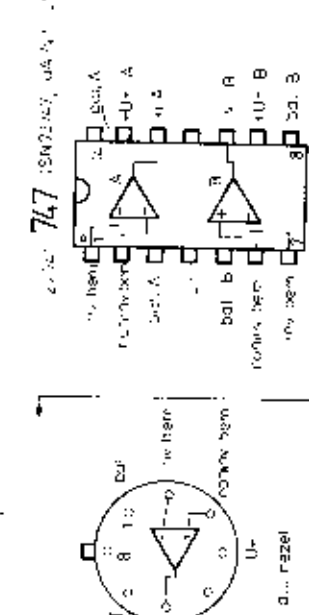
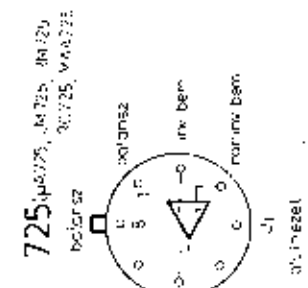
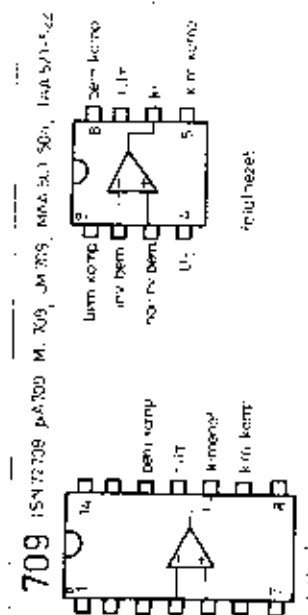
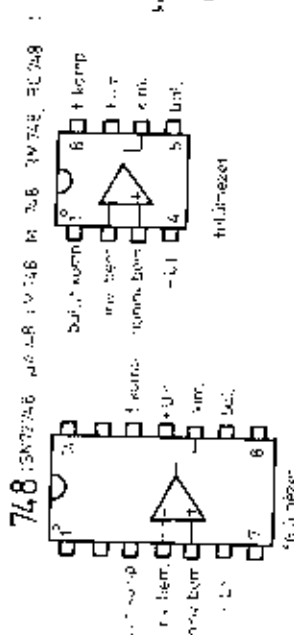
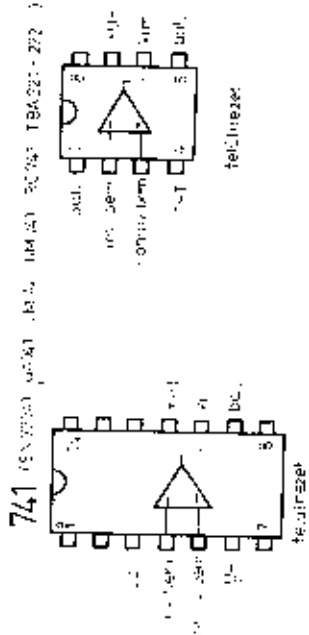
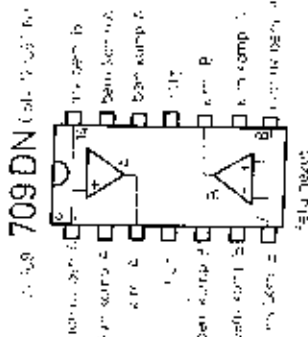
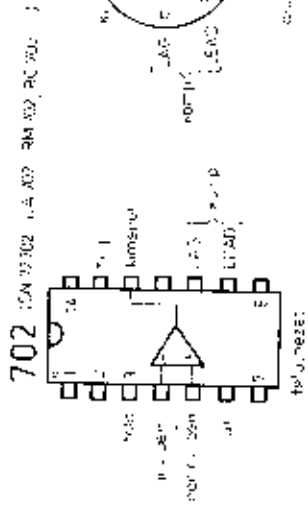


felülnézet

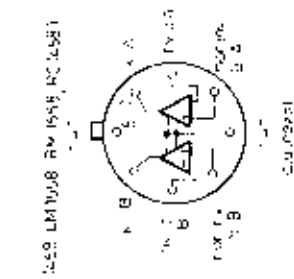
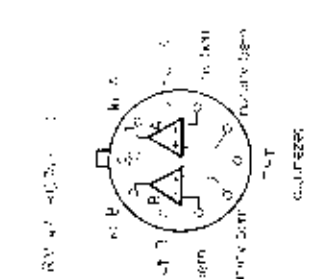
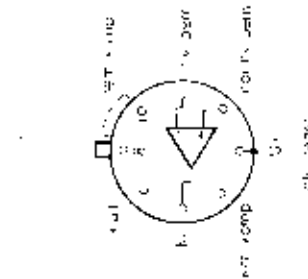


$U_{be} \sim 10 \text{ mV} \rightarrow P_{ki} = 0,2 \text{ W}$
 $U_{be} \sim 20 \text{ mV} \rightarrow P_{ki} = 1 \text{ W}$
 $U_{be} \sim 35 \text{ mV} \rightarrow P_{ki} = 3 \text{ W}$
 $B = 30 \text{ Hz} \dots 90 \text{ kHz}$

HANGFREKVENCIÁS ERŐSÍTŐK



MŰVELETI ERŐSÍTŐK



Műveleti erősítők

Jellemző ($U_T = \pm 15 \text{ V}$, $T_a = 25^\circ \text{C}$)	Típus									
	702	709	715	725	740	741	748	324	1458 1558	
Tápfeszültség (max.) [V]	± 14	± 10	± 10	± 22	± 22	± 10	± 10	32	± 10	
Kimeneti áram (max.) [mA]	—	5	—	—	5	5	5	40	5	
Táparám (max.) [mA]	6,7	6,6	—	—	8	2,8	2,8	2	5	
Kimeneti feszültség (típikus) [V _{out}]	$\pm 5,3$	± 12	—	$\pm 13,5$	—	± 14	± 14	$U_T - 2$	± 14	
Tápfeszültség elnyomás (típikus) [dB]	90	91	—	—	90	100	90	100	90	
Differenciális bemeneti feszültség (max.) [V]	± 5	± 5	± 15	± 22	± 30	± 30	± 30	32	± 30	
Bemeneti feszültség (max.) [V]	$\pm 11,5$ ± 6	± 10	± 15	± 22	± 12	± 15	± 13	$U_T - 2$	± 15	
Bemeneti offset feszültség (max.) [mV]	5	10	7,5	2,5	100	6	6	7	6	
Bemeneti offset (osz. drift) (max.) [$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$]	5	12	6	2	20	7	—	7	—	
Bemeneti offset áram (max.) [nA]	2000	750	250	35	0,06	200	200	50	200	
Bemeneti bias áram (max.) [nA]	7500	1500	1500	125	10	500	500	250	500	
Nyitólukku feszültségerősítés (min.) [V/mV]	3,4	12	10	250	250	20	20	25	50	
Sávzélesség ($A_v = 1$) (típikus) [MHz]	—	1	—	—	1	1	1	1	1	
Slew rate (típikus) [V/ μsec]	5	0,3	—	—	6	0,5	1,5	—	0,5	
CMRR (típikus) [dB]	92	90	—	120	80	90	90	85	90	
Bemeneti ellenállás (típikus) [M Ω]	0,032	—	—	1,5	—	1	1	1	1	
Diszzipációs teljesítmény (max.) [mW]	300	—	—	500	—	500	500	900	500	

Az IC-k bekötését lásd a 428. oldalon.

TTL digitális áramkörök

Határadatok (SN 74...-es szériához):

$U_T = 7 \text{ V}$, $U_{nc} = 5,5 \text{ V}$, $T_a = 0 \dots + 70^\circ \text{C}$

Javasolt tápfeszültség:

$U_T = 5 \text{ V} \pm 0,25 \text{ V}$

Az IC-k bekötését lásd a 430-432. oldalakon.

Összehasonlító táblázat

Texas Instruments	Szovjet típus
SN 74 00 N	K 1 ЛБ 553
01	K 1 ЛБ 558
04	K 155 ЛН 1
08	K 155 ЛИ 1
10	K 1 ЛБ 554
20	K 1 ЛБ 551
22	K 1 ЛБ 557
30	K 1 ЛБ 552
40	K 1 ЛБ 556
50	K 1 ЛР 551
53	K 1 ЛР 553
60	K 1 ЛП 551
72	K 1 ТК 551
74	K 1 ТК 552
75	K 155 ТМ 7
77	K 155 ТМ 5
80	K 155 ИМ 1
81	K 155 РУ 1
82	K 155 ИМ 2

Texas Instruments	Szovjet típus
83	K 155 ИМ 3
86	K 155 ЛП 5
89	K 155 РУ 2
90	K 155 ИЕ 2
92	K 155 ИЕ 4
93	K 155 ИЕ 5
95	K 155 ИР 1
97	K 155 ИЕ 8
121	K 155 АГ 1
141	K 155 ИД 1
150	K 155 КР 1
151	K 155 КР 7
152	K 155 КР 5
153	K 155 КР 2
154	K 155 ИД 3
155	K 155 ИД 4
180	K 155 ИП 2
181	K 155 ИП 3
182	K 155 ИП 4

Zárórteges térvezérlésű tranzisztorok (JFET-ek)

Típus	Fajta	Bekötés	Határértékek					Jellemzők					Megjegyzés
			P_T [mW]	U_{DSS} [V]	U_{DSC} [V]	I_D [mA]	I_N [mA]	f_c [MHz]	Y_{21B} [mS]	C_{ob} [pF]	F [dB]		
2 N 1386	P	37	500		20		10		1				
2 N 2497	P	37	500		20		10		1,5				
2 N 2499	P	37	500		20		10		3				
2 N 3820	P	38	360	20	20		10	700	2,6				
2 N 3819	N	38	360	25	-25		10	~100	4	8			HF erősítő
2 N 3823	N	39	360	30	-30		10	~200	5	6	2,5		RF erősítő
2 N 4416	N	39	300	30	-6			450	4				RF er., kev.
2 N 4417	N	40	300	30	-30			400	4,5				VHF/UHF erősítő
BC 264 A B C D	N	41	300	30	-30		10	700	2,5 3 3,5 4	4	0,5		HF előerősítő
BF 244 A, B, C	N	38	300	30	-30	25	10	700	3... ...6,5	4	1,5		RF erősítő
BF 245 A, B, C	N	41	300	30	-30	25	10	700	3... ...6,5	4	1,5		RF erősítő
BF 246	N	38	250	25			10	450	17				
BF 247	N	41	250	25			10	450	17				
BF 256 A, B, C	N	41	300	30	-30		10	1000	5			0,9 7,5	150 MHz-ig 800 MHz-en
MPP 102	N	42	200	25	-2,5			200	4,5	7,5			HF, RF er., kev.
E 300	N	43	250	25	-25				6,5	5,5			RF erősítő
KP 303 L KP 303 E	N N	44 44	200 200	25 25	-30 -30		20		~2,6 ~4	6 6	4 4		100 MHz-en 100 MHz-en

Integrált áramkörök

Hangfrekvenciás teljesítményerősítők

Jellemzők	Típus	Típus							
		TAA 300	TAA 611A	TAA 611B	TAA 611C	TBA 800	TBA B10	MA 0403	LM 380
Maximális tápfeszültség [V]		10,5	12	15	22	30	20	20	22
Javasolt üzemi tápfeszültség (max.) [V]		9	9	12	18	24	16	10	18
Kimeneti csúcsáram (ismétlődő) [A]		0,4	1	1	1	1,5	3	1,25	1,3
Kimeneti csúcsáram (nem ismétlődő) [A]		—	—	—	—	2	3,5	—	—
Terhelhető ellenállás [Ω]		8	8	8	8	16	4	8	8
Kimenő teljesítmény [W]		1	1,2	2,1	3,3	5	7	3	3
Disszipációs teljesítmény [W]		0,8	1,35	1,35	2			3,5	0,66/3
Feszültségerősítés (nyílt hurkú) [dB]		—	60	70	72	74	80	—	—

Az IC-k bekötéséről lásd a 429. és 432. oldalakon.

Nagyteljesítményű szilícium tranzisztorok

Típus	Fajta	Bekötés	Határértékek							Jellemző adatok (T _c = 25 °C)					
			U _{CE(sat)} (U _{CE(sat)}) [V]	U _{CE(sat)} [V]	U _{CE(sat)} [V]	I _C [A]	T _J [°C]	P _{tot} [W]	R _{th(jc)} °C/W	f _T [MHz]	h _{FE} (h _{FE})	h _{FE} (h _{FE})	I _C (I _C) [A]	U _{CE(sat)} max. [V]	h _{FE} [A]
BDY 73	NPN	20	100	60	7	15	200	117	1,5	0,8	50...150	4	1,1	4	
BUY 12	NPN	20	(210)	80	5	10	155	70	1,5	18	32	8	1,7	8	
BUY 12T	NPN	20	200		6	10	155	50	1,5	12	(~5)	(0,5)	1,7	8	
BUY 69A	NPN	20	1000	400	8	8	200	100	1,5	6	~15	2,5	3,3		
BUY 69B	NPN	20	900	325	8	8	200	100	1,5	6	~15	2,5	3,3		
BUY 69C	NPN	20	500	200	8	8	200	100	1,5	6	~15	2,5	3,3		
2N 3055	NPN	20	100	60	7	15	200	115	1,52	0,8	20...70	4	1,1	4	
2N 3442	NPN	20	160	140	7	10	200	117	1,5	0,8	20...70	3	1	3	

Szigetelt kapus térvezérlésű tranzisztorok (MOS—FET-ek)

Típus	Fajta	Bekötés	Határértékek					Jellemzők					Megjegyzés
			P _{tot} [mW]	U _{DS} [V]	U _{GS} [V]	U _{DS} [V]	I _D [mA]	f _T [MHz]	Y ₂₁ [dB]	C _{iss} [pF]	F _{0dB} [dB]		
BFS 28	N IV	45	200	20	±8	±8	20	200	12	21	3	RF er., kev.	
KF 520	N III	46	300	30	—	—	30	—	~0,3	—	—	Testis	
KF 521	N III	47	100	20	—	—	10	—	3,5	—	—	Testis	
KP 305 D	N III	48	150	15	15	—	15	250	7,5	13	7,5	SZÜ gyártmányok	
KP 305 E	N III	48	150	15	15	—	15	—	6	—	—	RF er., kev.	
KP 305 ZS	N III	48	150	15	15	—	15	250	7,5	13	7,5		
KP 305 I	N III	48	150	15	15	—	15	—	7	—	—		
SM 103	N III	49	150	20	15	—	15	—	1,7	—	—	NDK gyártmányok	
SM 104	N III	49	150	20	15	—	15	—	1,3	—	—	védett gate-U	
SMY 50	P III	50	225	31	31	—	25	—	3,6	—	—		
3 N 128	N III	51	—	20	±10	—	—	200	10	18	4	RF er.	
3 N 140	N IV	45	—	20	-3 -8	±8	—	200	12	18	3	RF er., kev.	
3 N 141	N IV	45	—	20	+10	±8	—	200	10	16	3	RF er., kev.	
3 N 142	N III	45	—	20	+1 -8	—	—	100	7,5	17	4	RF er.	
3 N 187	N IV	45	—	20	-6 +3	-6 +3	—	200	12	18	3,5	RF er., kev.	
3 N 200	N IV	45	—	20	-6 -3	-6 -3	—	400	15	12,5	4,5	RF er., kev.	
3 N 201	N IV	45	360	25	±30	±30	50	200	13	20	1,8	VHF erősítő	
3 N 202	N IV	45	360	25	±30	±30	50	200	13	19	—	VHF keverő	
3 N 203	N IV	45	360	25	+30	±30	50	45	12,5	25	5,3	KF erősítő	
40 600	N IV	45	400	20	-8	—	—	250	10	—	—	UMF erősítő	
40 601	N IV	45	400	20	-8	—	—	250	10	—	—	VHF keverő	
40 602	N IV	45	400	20	-8	—	—	250	10	—	—	VHF erősítő	
40 603	N IV	45	400	20	-8	—	—	—	10	—	—	RF erősítő	
40 604	N IV	45	400	20	-8	—	—	—	10	—	—	RF keverő	
40 673	N IV	45	330	20	-6	—	—	400	12	—	—	VHF er., kev. védett	
40 820	N IV	45	330	20	-6 +3	-6 +3	50	200	12	—	4,5	VHF erősítő	
40 821	N IV	45	330	20	-4,5 +3	-4,5 +3	50	200	12	11	—	VHF keverő	
MPP 120	N IV	52	500	25	±6	±6	—	105	14	22	2,5	VHF erősítő	
MPP 121	N IV	52	500	25	+6	±6	—	200	16	19	2,5	VHF erősítő	
MPP 122	N IV	52	500	25	±6	±6	—	200	—	—	—	VHF keverő	

Szilícium NPN adótranszisztorok

Típus	Bekötés	Határértékek			Általános jellemzők			Üzemi adatok „B” osztályú CW üzemben							
		U_{opp} [V]	I_{IAS} [A]	P_D [W]	f_x [MHz]	h_{FE}	C_0 [pF]	U_{CE} [V]	f [MHz]	P_{ve} [W]	P_{ML} [W]	I_c [A]	G_p [dB]	η [%]	SWR max.
BFy 44	25	—	—	—	210	20	7	40	180	0,42	2,1	0,1	—	50	—
BFy 70	25	—	—	—	210	20	7	28	180	0,3	1,5	—	—	50	—
BFS 22	25	18	0,75	8	700	>5	15	13,5	175	0,63	4	0,49	>8	>60	50
BFS 23	25	36	0,5	8	500	>5	10	28	175	0,4	4	0,22	>10	>65	50
2N3924	25	18	0,5	7	250	10—150	20	13,5	175	0,42	4	0,42	—	>70	3
2N3926	28	18	1	11,6	250	5—150	20	13,5	175	0,74	7	0,74	—	>70	3
2N3927	28	18	1,5	23	200	5—150	45	13,5	175	1,1	12	1,1	—	>80	3
2N4427	25	20	0,4	3,5	700	10—200	4	12	175	0,1	1	0,17	—	>50	3
2N3866	25	30	0,4	5	700	10—200	3	28	400	0,1	1	0,08	—	>45	3
2N3553	25	40	0,35	7	500	10—100	10	28	175	0,25	2,5	0,18	—	>50	3
2N3375	28	40	0,5	11,6	500	10—100	10	28	400	1	>3	0,27	—	>40	3
2N3632	28	40	1	23	400	10—150	20	28	175	3,5	>13,5	0,69	—	>70	3
KT904A	28	60	0,8	5	350	—	12	28	400	—	3	—	—	—	—
KT904B	28	60	0,8	5	300	—	12	28	400	—	2,5	—	—	—	—
KT907A	29	60	1	13,5	350	—	20	28	400	—	9	—	—	45	—
KT907B	29	60	1	13,5	300	—	20	28	400	—	7	—	—	45	—
KT909A	30	60	2	25	350	—	30	28	500	10	20	—	—	—	—
KT909B	30	60	4	50	500	—	60	28	500	20	40	—	—	—	—
KT909V	30	60	2	25	300	—	35	28	500	10	15	—	—	—	—
KT909G	30	60	4	50	450	—	60	28	500	20	30	—	—	—	—
KT911A	31	40	0,4	3	1000	—	10	28	1800	0,4	1	—	2,5	—	—
KT911B	31	40	0,4	3	800	—	10	28	1000	0,4	1	—	2,5	—	—
KT911V	31	30	0,4	3	1000	—	10	28	1800	0,4	0,8	—	2	—	—
KT911G	31	30	0,4	3	800	—	10	28	1000	0,4	1	—	2	—	—
BLX15	32	53	6,5	200	275	15—50	185	50	70	—	150	—	>10	—	3
2N6093	33	35	10	63	—	20	250	28	30	3,75	75	(SSB)	13	40	3
BLY 14	28	—	—	0,75	190	10	10	40	180	0,62	3,6	0,19	—	48	—
BLY 17	34	—	—	100	70	13	150	40	30	7,5	40	1,8	—	55	—
BLY 37	35	—	—	10	900	35	8	28	300	1,3	8	0,57	—	60	50
BLY 38	35	—	—	5,5	1000	70	5,5	13,8	300	0,75	4	0,49	—	60	50
BLY 53	35	—	—	15	800	50	10	13,8	300	2	8	0,97	—	60	50
BLY 76	35	—	—	4	900	30	3,5	28	300	0,3	3	0,18	—	60	50
BLY 87A	36	18	1,25	17,5	700	>5	15	13,5	175	1	8	0,85	>9	>70	50
BLY 88A	36	18	2,5	32	700	>5	34	13,5	175	2,65	15	1,7	>7,5	65	50
BLY 89A	36	18	5	70	650	50	65	13,5	175	6,25	25	2,64	>6	>70	50
BLY 90A	32	18	8	130	550	50	130	12,5	175	15,8	50	5,33	>5	>75	50
BLY 91A	36	36	0,75	17,5	500	>5	10	28	175	0,5	8	0,44	>12	65	50
BLY 92A	36	36	1,5	32	500	>5	20	28	175	1,5	15	0,83	>10	65	50
BLY 93A	36	36	3	70	500	50	50	28	175	3,1	25	1,5	>9	60	50
BLY 94	32	36	6	130	500	10—120	75	28	175	10	50	2,75	>7	>65	50

Kis és közepes teljesítményű ötvözött germánium tranzisztorok

Típus	Fajta	Be- kötés	Hártrádatok							Jellemző adatok ($T_J = 25^\circ\text{C}$)						Megjegyzés
			U_{CE0} [V]	U_{CE0} [V]	U_{BE0} [V]	I_C [A]	T_J [°C]	P_{tot} [mW]	$R_{th(jc)}$ [°C/mW]	f_T [MHz]	h_{FE} h_{FE}	I_C [mA]	U_{CEmax} [V]	I_{Cmax} [A]		
AC 125 AC 126	PNP PNP	17 17	32 32	12 12	10 10	0,2 0,2	90 90	163 163	(0,4) (0,4)	1,7 2,3	75...175 125...350	50 50			$F = 4$ (max. 10) dB	
AC 125 (z) AC 125F (z) AC 125K (z) AC 125U (z)	PNP PNP PNP PNP	17 17 17 17	32 32 40 60	12 12 12 12	12 12 12 12	0,25 0,25 0,25 0,25	75 75 75 75	125 125 125 125	(0,4) (0,4) (0,4) (0,4)	1,5 1,5 1,5 1,5	50...250 50...250 50...250 50...250	50 50 50 50	0,25 0,25	0,1 0,1	$F = 4$ (max. 10) dB $F = 3$ (max. 5) dB $t_{on} = 0,6 \mu\text{s}$, $t_{off} = 1 \mu\text{s}$	
AC 128 AC 176	PNP NPN	17 17	32 32	16 18	10 10	1 1	90 90	1000 1000	0,05 0,05	1,5 3	50...250 50...250	300 300	0,6 0,6	1 1	komplementerpár	
AC 128K AC 176K	PNP NPN	17 17	32 32	16 18	10 10	1 1	90 90	1000 1000	0,055 0,055	1,5 3	50...250 50...250	300 300	0,6 0,6	1 1	komplementerpár	
AC 128 (z)	PNP	17	32	16	10	1	75	1000	0,05	1,5	50...250	300	0,6	1	$t_{on} = 1 \mu\text{s}$, $t_{off} = 2,5 \mu\text{s}$	
AC 187 AC 188	NPN PNP	17 17	25 25	15 15	10 10	1 1	90 90	1000 1000	0,05 0,05	3 1,5	100...500 100...500	300 300	0,6 0,6	1 1	komplementerpár	
AC 187K AC 188K	NPN PNP	17 17	25 25	15 15	10 10	1 1	90 90	1000 1000	0,055 0,055	3 1,5	100...500 100...500	300 300	0,6 0,6	1 1	komplementerpár	

Szilícium epitaxiális planártranzisztorok

Típus	Fajta	Be- kötés	Hártrádatok							Jellemző adatok ($T_J = 25^\circ\text{C}$)					
			U_{CE0} [V]	U_{BE0} [V]	U_{BE0} [V]	I_C [A]	T_J [°C]	P_{tot} [W]	$R_{th(jc)}$ [°C/W]	f_T [MHz]	h_{FE} h_{FE}	I_C [mA]	U_{CEmax} [V]	I_{Cmax} [mA]	
2N 2218 2N 2218A 2N 2219 2N 2219A 2N 2219A 2N 2221 2N 2221A 2N 2222 2N 2222A	NPN NPN NPN NPN NPN NPN NPN NPN NPN	25 25 25 25 17 17 17 17 17	60 75 60 75 60 75 60 75 75	30 40 30 40 30 40 30 40 40	5 6 5 6 5 6 5 6 6	0,8 0,8 0,8 0,8 0,8 0,8 0,8 0,8 0,8	200 200 200 200 175 175 175 175 175	3 3 3 3 1,8 1,8 1,8 1,8 1,8	58 58 58 58 84 84 84 84 84	≥ 250 ≥ 250 ≥ 250 ≥ 250 ≥ 250 ≥ 250 ≥ 250 ≥ 250 ≥ 250	40...120 40...120 100...300 100...300 40...120 40...120 100...300 100...300 100...300	150 150 150 150 150 150 150 150 150	0,4 0,3 0,4 0,3 0,4 0,3 0,4 0,3 0,3	150 150 150 150 150 150 150 150 150	
2N 2368 (BSX19) 2N 2369 (BSX20) 2N 2369A	NPN NPN NPN	17 17 17	40 40 40	15 15 15	4,5 4,5 4,5	0,2 0,2 0,2	200 200 200	0,36 0,36 0,36	(480) (480) (480)	≥ 400 ≥ 500 ≥ 500	20...60 40...120 40...120	10 10 10	0,25 0,25 0,2	10 10 10	
2N 2894	PNP	17	12	12	4	0,2	200	0,36	(480)	400	40...150	30	0,5	100	
2N 2904 2N 2904A 2N 2905 2N 2905A 2N 2906 2N 2906A 2N 2907 2N 2907A	PNP PNP PNP PNP PNP PNP PNP PNP	25 25 25 25 17 17 17 17	60 60 60 60 60 60 60 60	40 40 40 40 40 40 40 40	5 5 5 5 5 5 5 5	0,6 0,6 0,6 0,6 0,6 0,6 0,6 0,6	200 200 200 200 200 200 200 200	3 3 3 3 1,8 1,8 1,8 1,8	58 58 58 58 97 97 97 97	≥ 200 ≥ 200 ≥ 200 ≥ 200 ≥ 200 ≥ 200 ≥ 200 ≥ 200	40...120 40...120 100...300 100...300 40...120 40...120 100...300 100...300	150 150 150 150 150 150 150 150	0,4 0,4 0,4 0,4 0,4 0,4 0,4 0,4	150 150 150 150 150 150 150 150	

Szilícium planár fototranzisztor

Típus	Fajta	Be- kötés	Hártrádatok				Jellemző adatok									
			U_{CE0} [V]	I_C [mA]	P_{tot} [mW]	T_J [°C]	I_{0min} [mA]	U_{CE0} [V]	E [J]	I_{0max} [mA]	U_{CE0} [V]	t_r [μs]	R_L [kΩ]	S_F [μA/lx]	E [lx]	U_{CE0} [V]
KP 101	NPN	27	32	50	50	125	1	6	3200	100	32	30	1	1,8...3 0,5...1	2500...4000 100...500	2...10 2...10

Kiteljesítményű szilícium epitaxiális planártranszisztorok*

Típus	Fajta	Be- kötés	Határadozók						Jellemző adatok ($T_j = 25^\circ\text{C}$)						Megjegyzés
			$U_{CE(sat)}$ [V]	$U_{CE(sat)}$ [V]	$U_{BE(sat)}$ [V]	I_C [mA]	T_j [°C]	P_{tot} [mW]	$R_{th(j-c)}$ [°C/mW]	f_T [MHz]	h_{FE} $(h_{FE, min})$	h_{FE} $(h_{FE, max})$	I_C [mA]	$U_{CE(sat)}$ max. [V]	
BC 107 BC 108 BC 109	NPN NPN NPN	17 17 17	(50) (30) (30)	45 20 20	6 5 5	100 100 50	175 175 175	300 300 300	(0,5) (0,5) (0,5)	250 250 300	125...500 125...900 240...900	2 2 2	0,2 0,2 0,2	10 10 10	F = 2 (max. 10) dB F = 2 (max. 10) dB F = max. 4 dB
BC 147 BC 148 BC 149	NPN NPN NPN	23 23 23	50 30 30	45 20 20		100 100 100	125 125 175	250 250 250	(0,4) (0,4) (0,4)	300 300 300	(110...450) (110...800) (200...800)	2 2 2	0,09 0,09 0,09	10 10 10	
BC 177 BC 178 BC 179	PNP PNP PNP	17 17 17	(50) (30) (25)	45 25 30	5 5 5	100 100 50	175 175 175	300 300 300	(0,5) (0,5) (0,5)	130 130 130	75...500 75...900 125...900	2 2 2	0,2 0,2 0,2	10 10 10	F = max. 10 dB F = max. 10 dB F = max. 4 dB
BC 182 BC 183 BC 184	NPN NPN NPN	24 24 24	60 45 45	50 30 30	6 6 6	200 200 200	150 150 150	300 300 300	(0,42) (0,42) (0,42)	~150 ~150 ~150	125...500 125...900 240...900	2 2 2	0,25 0,25 0,25	10 10 10	F = max. 10 dB F = max. 10 dB F = max. 4 dB
BC 212 BC 213 BC 214	PNP PNP PNP	24 24 24	40 45 45	50 30 30	5 5 5	200 200 200	150 150 150	300 300 300	(0,42) (0,42) (0,42)	~200 ~200 ~200	125...500 125...900 240...900	2 2 2	0,07 0,07 0,07	10 10 10	F = 2,5 (max. 10) dB F = 2,5 (max. 10) dB F = max. 2 dB
BC 237 BC 238 BC 239	NPN NPN NPN	24 24 24	(50) (30) (30)	45 20 20	6 5 5	100 100 50	150 150 150	300 300 300	(0,42) (0,42) (0,42)	250 250 300	125...500 125...900 240...900	2 2 2	0,2 0,2 0,2	10 10 10	F = 2 (max. 10) dB F = 2 (max. 10) dB F = max. 4 dB
BC 250	PNP	24	20	20	5	100	150	300	(0,42)	180	(35...600)	1	0,4	30	
BC 307 BC 308 BC 309	PNP PNP PNP	24 24 24	(50) (30) (25)	45 25 20	5 5 5	100 100 50	150 150 150	300 300 300	(0,42) (0,42) (0,42)	130 130 130	75...500 75...500 125...500	2 2 2	0,2 0,2 0,2	10 10 10	F = max. 10 dB F = max. 10 dB F = max. 4 dB
BC 413 BC 414	NPN NPN	24 24	45 50	30 45	5 5	100 100	150 150	300 300	(0,42) (0,42)	250 250	180...800 180...460	2 2	0,25 0,25	10 10	F = max. 2,5 dB F = max. 2,5 dB
BCY 58 BCY 59	NPN NPN	17 17	(32) (45)	32 45	7 7	200 200	200 200	1000 1000	0,15 0,15	250 250	125...700 125...700	2 2	0,35 0,35	10 10	$t_{on} = 85 \text{ ns}$ $t_{off} = 480 \text{ ns}$ $I_C = 10 \text{ mA-nél}$
BCY 78 BCY 79	PNP PNP	17 17	(32) (45)	32 45	5 5	200 200	200 200	1000 1000	0,15 0,15	180 180	125...700 125...500	2 2	0,25 0,25	10 10	

* Az f_T -s táblázatban szereplő típusok $U_{CE} = 5 \text{ V}$, $I_C = 2 \text{ mA}$ -es munkapontban mérhető h_{FE} egyenáramú áramerősítési tényezőjük szerint csoportosítva vannak, az alábbiak szerint.

h_{FE} -csoportok (A)

h_{FE}	120...220	180...460	380...800
NPN-típusok	BC 107, BC 147, BC 182, BC 237, BC 108, BC 148, BC 183, BC 238	BC 107, BC 147, BC 182, BC 237, BC 413, BC 108, BC 148, BC 183, BC 238, BC 414 BC 109, BC 149, BC 184, BC 239	BC 108, BC 148, BC 183, BC 238, BC 413, BC 109, BC 149, BC 184, BC 239
PNP-típusok	BC 177, BC 212, BC 307, BC 178, BC 213, BC 308, BC 179, BC 309	BC 177, BC 212, BC 307, BC 178, BC 213, BC 308, BC 179, BC 214, BC 309	BC 178, BC 213, BC 308, BC 179, BC 214, BC 309
		$h_{FE} = 80...250$	180...600
		BC 250	BC 250

h_{FE} -csoportok (B)

h_{FE}	70...140	120...220	180...310	250...460	380...630
NPN-típusok		BCY 58, BCY 59	BCY 58, BCY 59	BCY 58, BCY 59	BCY 58, BCY 59
PNP-típusok	BC 177, BC 307 BC 178, BC 308	BCY 78, BCY 79	BCY 78, BCY 79	BCY 78, BCY 79	BCY 78

Kis és közepes teljesítményű szilícium epitaxiális planártranszisztorok

Típus	Fajta	Be-kötés	Határadoatok							Jellemző adatok ($T_j = 25^\circ\text{C}$)						Megjegyzés
			U_{CEsat} [V]	U_{CEmax} [V]	U_{BEsat} [V]	I_C [mA]	T_j [$^\circ\text{C}$]	P_{tot} [W]	$R_{th(jc)}$ [$^\circ\text{C}/\text{mW}$]	f_T [MHz]	f_{max} ha	f_c [mA]	U_{CEsat} max. ha [V]	I_C ha [mA]		
BF 177	NPN	25	(100)		5	40	175	2,9	0,045	120	>20	15			F = 9,5 dB	
BF 178	NPN	25	(185)		5	50	175	2,9	0,045	120	>20	30				
BF 180	NPN	21	30	20	3	20	175	0,15		500	15	2				
BF 181	NPN	21	30	20	3	20	175	0,15		450	20	2				
BF 182	NPN	21	30	20	3	20	175	0,15		500	10	2				
BF 183	NPN	21	30	20	3	20	175	0,15		550	10	3				
BF 198	NPN	26	40	30	4	25	150	0,3	(0,35)	400	30...80	4				
BF 199	NPN	26	40	25	4	25	150	0,3	(0,35)	550	>40	7				
BF 200	NPN	21	30	20	3	20	175	0,15		380	15	3				
BF 224	NPN	26	45	30	4	50	150	0,25	(0,5)	450	>30	7		$C_{in} = 0,3 \text{ pF}$ $C_{out} = 0,28 \text{ pF}$		
BF 225	NPN	26	50	40	4	50	150	0,25	(0,5)	700	75 (>30)	4				
BF 257	NPN	25	160	160	5	100	175	0,75	0,03	90	>25	30	1		30	
BF 258	NPN	25	250	250	5	100	175	0,75	0,03	90	>25	30	1		30	
BF 259	NPN	25	300	300	5	100	175	0,75	0,03	90	>25	30	1		30	
BF 272A	PNP	21	40	35	3	20	200	0,2	(0,875)	850	>25	3		$f = 800 \text{ MHz-nél}$ $F = 3,5 \text{ dB}$ $C_p = 15 \text{ dB}$		
BFY 33	NPN	25	50	24	7	500	200	2,6	0,06	100	>40	150	1,5	150		
BFY 34	NPN	25	75	30	7	500	200	2,6	0,06	100	40...120	150	1,5	150		
2N1613	NPN	25	75	30	7	500	200	2,6	0,06	120	100...300	150	1,5	150		
BSX 32	NPN	25	45	40	6	1000	200	0,8	0,21	300	60...150	100	0,85	1000		

Nagyteljesítményű ötvözött germánium tranzisztorok

Típus	Fajta	Be-kötés	Határadoatok							Jellemző adatok ($T_j = 25^\circ\text{C}$)						Megjegyzés
			U_{CEsat} [V]	U_{CEmax} [V]	U_{BEsat} [V]	I_C [A]	T_j [$^\circ\text{C}$]	P_{tot} [W]	$R_{th(jc)}$ [$^\circ\text{C}/\text{W}$]	f_T [MHz]	f_{max} ha	f_c [A]	U_{CEsat} max. ha [V]	I_C ha [A]		
AD 136	PNP	18	40	22	10	10	100	11	5	0,3	30...250	5	0,4	10		
AD 161	NPN	19	32	20	10	2	90	4	4,5	3	50...350	0,5	0,8	1	komplementer pár	
AD 162	PNP	19	32	20	10	2	90	6	4,5	1,5	50...350	0,5	0,6	1		
ASZ 15	PNP	20	100	60	40	8	90	22,5	2	0,2	15...30	6	0,4	10	$t_{on} = \text{max. } 27 \mu\text{s}$ $t_{off} = \text{max. } 30 \mu\text{s}$ $I_c = 1 \text{ A-nál}$	
ASZ 16	PNP	20	60	32	20	8	90	22,5	2	0,25	35...80	6	0,4	10		
ASZ 17	PNP	20	60	32	20	8	90	22,5	2	0,22	20...45	6	0,4	10		
ASZ 18	PNP	20	100	32	40	8	90	22,5	2	0,22	20...65	6	0,4	10		
ASZ 1015	PNP	20	80	32	20	6	90	22,5	2	0,2	15...30	6	1	6	$t_{on} = 20 \mu\text{s}$ $t_{off} = 55 \mu\text{s}$ $I_c = 1 \text{ A-nál}$	
ASZ 1016	PNP	20	60	32	20	6	90	22,5	2	0,25	35...80	6	1	6		
ASZ 1017	PNP	20	60	32	20	6	90	22,5	2	0,22	20...45	6	1	6		
ASZ 1018	PNP	20	80	32	40	6	90	22,5	2	0,22	20...65	6	1	6		
OC 26	PNP	20	40	20	10	3,5	90	22,5	2	0,16	20...55	1	0,8	3		

Germánium mezatranzisztorok

Típus	Fajta	Be-kötés	Határadoatok							Jellemző adatok ($T_j = 25^\circ\text{C}$)						Megjegyzés
			U_{CEsat} [V]	U_{CEmax} [V]	U_{BEsat} [V]	I_C [mA]	T_j [$^\circ\text{C}$]	P_{tot} [mW]	$R_{th(jc)}$ [$^\circ\text{C}/\text{mW}$]	f_T [MHz]	G_p [dB]	F [dB]	f [MHz]			
AF 106	PNP	21	25	18	0,3	10	90	60	0,75	220	17,5	14	5,5	7,5	200	VHF-sávra 260 MHz-ig
AF 139	PNP	21	20	15	0,3	10	90	60	0,75	550	11	9	7	8,2	800	UHF-sávra 860 MHz-ig
AF 200	PNP	22	25		0,3	10	90	145	0,45		29				35	TV-KF-erősítőkhez $\Delta G_p = 60 \text{ dB}$, $f = 35 \text{ MHz-nél}$
AF 201	PNP	22	25		0,3	10	90	145	0,45		30	28			35	TV-vevőkészülékek KF-erősítőkhöz
AF 239	PNP	21	20	15	0,3	10	90	60	0,75	700	14,5	11,5	5	6	800	UHF-erősítőkhez 900 MHz-ig
AF 239S	PNP	21	20	15	0,3	10	90	60	0,75	780	15	12,5	5	5	800	diódás hangelérőműveletekhez 900 MHz-ig