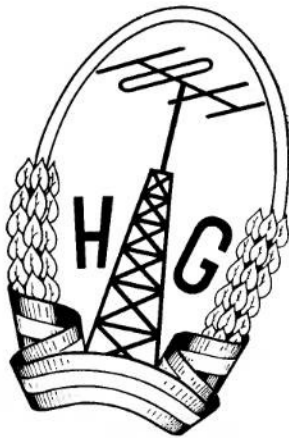
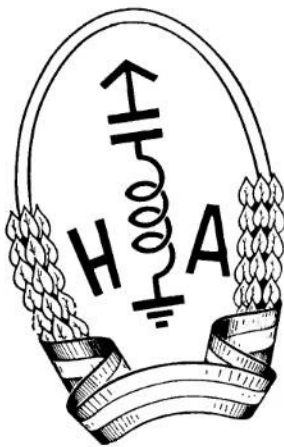


# RÁDIÓAMATŐRÖK KÉZIKÖNYVE



MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ



**Állomásod mindig üzemképes legyen, veszély esetén, pl. földrengés, árvíz, tűz, segélykérés alkalmával bocsásd a hatóság rendelkezésére.**



# RÁDIÓAMATŐRÖK KÉZIKÖNYVE

KÉZI- ÉS SEGÉDKÖNYV  
RÖVIDHULLÁMÚ ADÓ- ÉS VEVŐ-  
AMATŐRÖK SZÁMÁRA



MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ BUDAPEST, 1962

A mű eredeti kiadásának címe:

Autoren-Kollektiv

**AMATEURFUNK**

Verlag Sport und Technik, Berlin, 1960

**Munkatársak:**

**Szerzők:**

K. Andrae, Neuenhagen b. Berlin, **DM 3 GST**,  
H. Brauer, Leipzig, **DM 2 APM**,  
H. J. Fischer, Berlin, szerkesztő,  
F. W. Fussnegger, Berlin, **DM 2 ABO**,  
O. Kronjäger, Leipzig, **DM 2 AKM**,  
G. Lesche, Gera, **DM 2 ABJ**,  
W. Lichthardt, Berlin, **DM 2 X LO**,  
O. Morgenroth, Sonneberg,  
W. Müller, Leipzig, **DM 2 ACM**,  
K. Rothammel, Sonneberg, **DM 2 ABK**,  
E. Schneller, Jena, **DM 2 AEJ**,  
K. H. Schubert, Berlin

**Szerkesztő:**

Hans Joachim Fischer, okl. fizikus

**A magyar kiadás munkatársai:**

**Fordító:**

Taróczy Jenő, **HA 5 051**

**Műszaki ellenőr:**

Gausz József, **HA 5 BJ**

**Felelős szerkesztő:**

Magyari Béla, **HA 5 052**

ETO 621.396.72  
621.396.6.029.55/62

Felelős kiadó: Solt Sándor

Műszaki szerkesztő: Veress Károly

\*

Ívterjedelem: 43,75 (A/5) + 3 db. melléklet — Ábrák száma: 395

Azonossági szám: 40 419 — Példányszám: 7900

\*

14 814/1962 — Egyetemi Nyomda — Felelős vezető: Janka Gyula igazgató

Hazánkban a rádióamatőr mozgalom hosszú múltra tekinthet vissza, de a Horthy-rendszer társadalmában az uralkodó osztályokat szolgálta: a néptömegeket kirekesztették a rádiótechnika megismeréséből.

A fejlődés korlátlan távlatai a rádióamatőrmozgalom előtt hazánk felszabadulása után nyíltak meg. A háború utáni próbálkozások időszaka 1950-ben az M. R. R. E. feloszlásával ért véget. Ez időtől az MHS irányítja és szervezi a rádióamatőr mozgalmat, amelynek nyomán sok tízezer fiatal ismerte meg a rádiótechnika alapjait.

Az ország jelentősebb városaiban működő rádióklubokban és kollektív adóállomásokon magasszintű technikai tevékenység folyik. Ezt bizonyítják a megyei és országos rádióamatőr kiállítások eredményei is.

A rádióklubok egyik alapvető célja hazánk védelmének erősítése, népgazdaságunk célkitűzéseinek támogatása. Példa erre az az áldozatos munka, amelyet a szombat-helyi megyei rádióklub tagsága teljesen társadalmi munkában végzett a televízió reléállomás megtervezésével, megépítésével és üzembehelyezésével. A miskolci megyei rádióklub tagjai számos jelentős elektronikus konstrukciót készítettek és helyeztek üzembe a Borsod megyei ipari üzemekben.

A rádióklubok sokoldalú tevékenységében igen jelentős szerep jut a rövid- és ultrarövidhullámú rádióamatőr mozgalomnak. Klubtagjaink évente csaknem 500 000 összeköttetést teremtenek a világ minden országával, s eddig sokszáz nemzetközi diplomát nyertek el. A 80, 40, 20, 14 és 10 méteres amatőrsávban igen keresett a HA hívójel. Amatőrjeink az ultrarövid hullámokon elsőknek a 2 m-es (144—146 MHz) sávot hódították meg. Jelenleg kristályvezérelt adók, érzékeny vevőkészülékek és nagy határfokú antennák jellemzők az itt folyó munkára.

A 430—440 MHz sávon különösen a Borsod megyei HG 9 körzet amatőrjei értek el szép eredményeket. Nemzetközileg jó neve van a HG 6 KVS hívójelnek, amellyel Hatvan város társadalmi rádióklubjának tagjai dolgoznak. A nemzetközi versenyeken a legjobb helyezést a HG 5 KBP igen lelkes és tehetséges fiataljai érik el.

E rövid előszóban nem mutathatjuk be azt a mindenütt tapasztalható példászerű tanulmánygyárat, lelkesedést és tudást, ami hazánk ifjúságára annyira jellemző.

E könyvet a Német Demokratikus Köztársaság G. S. T. testvérszervezetének kezdeményezésére amatőr íróközösség állította össze. Hazánkban ez az első e tárgykörben megjelenő könyv, mely átfogóan foglalkozik a rövid- és ultrarövidhullámú amatőrök technikai ismereteivel.

A könyv magyar kiadásának célja az oktatáson kívül az is, hogy újabb hívekkel gyarapítsa hazánk rádióamatőr mozgalmát.

Köszönettel tartozunk mindazoknak, akik fáradságot nem kímélve munkálkodtak a könyv megjelenésén.

Budapest, 1961. július

*Bánszegi Ferenc*

HA 5 BL

ELŐSZÓ .....	5
1. BEVEZETÉS .....	13
1.1 Fejezetek az amatőr rádiózás fejlődésének történetéből .....	13
2. AZ AMATŐR RÁDIÓZÁS ALAPFELTÉTELEI .....	13
2.1 Ki tekinthető rádióamatőrnek .....	13
2.2 A rádióamatőrséghez vezető út .....	17
2.3 A rádióamatőr-engedély megszerzésének módja .....	17
3. AZ AMATŐRFORGALOM .....	18
3.1 Az amatőr hullámsávok felosztása .....	18
3.2 Az egyes hullámsávokon várható összeköttetési lehetőségek .....	18
3.3 A rádióforgalomban használatos üzemmódok .....	23
4. A RÁDIÓTECHNIKA FIZIKAI ALAPJAI .....	25
4.1 Anyag és elektromosság .....	25
4.11 Bevezetés .....	25
4.12 Az atomok szerkezete .....	25
4.13 Elektromos vezetők és szigetelők .....	26
4.14 Félvezetők .....	27
4.15 A villamos töltés .....	27
4.16 Elektromos töltések kölcsönös hatása .....	28
4.17 Az elektromos mennyiség egysége .....	29
4.2 Feszültség, áram és ellenállás .....	29
4.21 A feszültség .....	29
4.22 Az ellenállás .....	29
4.23 Ohm törvénye .....	30
4.231 Az áramerősség egysége .....	30
4.232 A feszültség egysége .....	31
4.233 Az egységek többszörösei és törtrészei .....	31
4.24 Kirchhoff törvényei .....	31
4.25 Áramelágazások és feszültségosztás .....	31
4.26 A Wheatstone-híd .....	33
4.27 Mérőműszerek kapcsolása .....	34
4.28 Elektromos teljesítmény és munka .....	35
4.29 Az energia villamos egyenértéke .....	36
4.3 Az elektromágneses tér .....	36
4.31 A mágnesség .....	36
4.32 Az elektromágnesség .....	37
4.33 Az elektromágneses indukció .....	39

4.34	A váltakozó áram .....	39
4.341	A váltakozó áram alakja .....	40
4.342	A váltakozó áram frekvenciája .....	40
4.343	Az egyenáram és a váltakozó áram összehasonlítása .....	41
4.344	Rezgési folyamatok vektorialis ábrázolása .....	42
4.35	A transzformátor .....	44
4.351	Feszültségtranszformáció .....	44
4.352	Áramtranszformáció .....	45
4.353	Ellenállástranszformáció .....	45
4.354	Transzformátorveszteségek .....	46
4.355	Transzformátorok üresjárási vesztesége .....	46
4.36	Az induktivitás .....	47
4.361	Az induktivitás mértékegysége .....	47
4.362	Induktivitások soros és párhuzamos kapcsolása .....	48
4.363	Az induktív ellenállás .....	49
4.364	Tekercsekben keletkező veszteségek .....	50
4.37	Meddő teljesítmény és látszólagos teljesítmény .....	50
4.4	Az elektromos tér .....	51
4.41	A sikkondenzátor .....	52
4.411	A kapacitás mértékegysége .....	53
4.412	Kondenzátor töltése és kisütése .....	53
4.413	A kondenzátorok szigetelési ellenállása .....	54
4.42	Kondenzátorok soros és párhuzamos kapcsolása .....	55
4.43	A kapacitív ellenállás .....	55
4.431	A kapacitásokozta fáziseltolás .....	57
4.432	Kondenzátorok veszteségei .....	57
4.5	A rezgőkör .....	58
4.51	Csillapított és csillapítatlan rezgések .....	59
4.52	Periódusidő és frekvencia .....	59
4.53	A rezgőkör viselkedése váltakozóáramú körben .....	60
4.54	Párhuzamos és soros rezgőkör .....	61
4.55	Csillapítás és körjóság .....	62
4.56	Sávszélesség és szelektivitás .....	64
4.57	A rövidhullámú vevők hangolt körei .....	66
4.571	Sávvevők és sávnnyújtás .....	66
4.572	Hangolt körök hőfokkiegyenlítése .....	69
4.58	Csatolt rezgőkörök és sávszűrők .....	71
4.59	Nyitott rezgőkör .....	73
4.6	Elektroncsövek .....	74
4.61	Termikus elektronemisszió .....	74
4.62	Az elektroncsövek szerkezeti alapelvei .....	75
4.621	Közvetlen és közvetett fűtés .....	76
4.622	Az anódlemez hűtése .....	76
4.623	A csövek getterezése .....	76
4.63	A dióda .....	77
4.631	A diódák alkalmazása .....	77
4.632	Dióda-egyenirányítás .....	79
4.64	A trióda .....	80
4.641	A rácsfeszültség-anódáram-karakterisztika .....	80
4.642	A trióda, mint erősítő .....	82
4.643	A dinamikus karakterisztika .....	84
4.644	A trióda, mint egyenirányító .....	84
4.645	Teljesítményerősítés .....	85
4.646	Pozitív és negatív visszacsatolás .....	87
4.647	Az audion .....	88
4.65	Többbrácsos csövek .....	91
4.651	A tértöltés-rács .....	91

4.652	A segédrács .....	92
4.653	A fékezőrács .....	92
4.654	Egyéb többbrácsos csövek .....	93
4.7	Elektromágneses hullámok .....	93
4.71	Az elektromágneses hullámok terjedése vezetőkön .....	94
4.711	A hullámimpedancia .....	94
4.712	Haladó hullámok .....	95
4.713	Állóhullámok .....	96
4.72	Az elektromágneses hullámok terjedése a térben .....	97
4.721	A rezgés és a polarizáció síkja .....	98
4.722	Az elektromágneses hullámok terjedése .....	99
4.7221	A rövidhullámok terjedése .....	100
4.7222	Ultrarövid hullámok terjedése .....	108
4.7223	A rövidhullámú összeköttetést hátrányosan befolyásoló zavarok .....	110
5.	VÉTELTECHNIKA .....	115
5.1	A rövidhullámú vevőkészülékkel szemben támasztott műszaki követelmények .....	115
5.2	Az egyenes vevő .....	117
5.21	Az audion (0—V—0 kapcsolás) .....	117
5.22	A rezgőkör .....	119
5.23	Az 0—V—1 és az 1—V—1 kapcsolású vevő .....	121
5.3	A rövidhullámú amatőr-szuperkészülék .....	122
5.31	Általános ismertetés .....	122
5.311	A keverőfokozat .....	124
5.312	A KF-erősítő .....	125
5.313	A demoduláció .....	126
5.314	Egyszeres távirójelvétele .....	127
5.32	A rövidhullámú vevőkben alkalmazott önműködő erősítésszabályozás .....	127
5.33	Kvarcszűrők és mechanikus szűrők .....	130
5.34	Az S-mérő .....	135
5.35	Zajkorlátozás .....	137
5.36	Hangfrekvenciás szűrő .....	142
5.37	A többszörös transzponálás .....	147
5.38	Szuper-előítétkészülékek .....	148
5.4	Rövidhullámú amatőrvevők gyakorlati kivitele .....	154
5.41	A kisszuper .....	154
5.42	A középszuper .....	162
5.43	A nagyszuper .....	168
5.5	Ultrarövidhullámú vevők .....	174
5.51	Alapvető ismertetés és követelmények .....	174
5.52	URH egyenes vevő .....	176
5.53	Szuperregeneratív vevő .....	179
5.54	URH előerősítő és konverter .....	181
5.55	URH frekvencia váltó és kettős frekvencia váltó készülék .....	188
5.56	A 70 cm-es sáv vételi problémái .....	189
5.57	Az amatőr munka lehetőségei mikrohullámokon .....	193
5.58	$\lambda/4$ hullámú csőrezonátorok .....	197
6.	A RÖVIDHULLÁMÚ ADÓ .....	200
6.1	Alapvető tudnivalók .....	200
6.2	A vezérosszillátor .....	200
6.21	A hangolt kör .....	200
6.22	A cső befolyása a kapcsolásra .....	203
6.23	Vezérosszillátor-kapcsolások .....	203
6.24	A vezérosszillátorban felhasznált alkatrészek .....	213

6.3	Közbenső fokozatok .....	214
6.31	Elválasztó (puffer) fokozat és frekvenciasokszorozó .....	214
6.4	A végfokozat .....	221
6.41	Általános tudnivalók .....	221
6.42	A végfokozat méretezése .....	223
6.43	A végfokozat kapcsolása .....	230
6.44	A $\pi$ -szűrő (Collins-szűrő) .....	234
6.45	A végfokozat beállítása .....	235
6.46	A megépítésre vonatkozó tanácsok .....	236
6.5	Útmutatás amatőr-adók építéséhez .....	237
6.51	B fokozatú adó .....	237
6.52	Kisadó kezdők számára .....	242
6.53	C fokozatú adó tervezése .....	247
6.6	Billentyűzés .....	254
6.61	Az alapvető billentyűzési eljárások .....	255
6.611	A hálózati táplálás billentyűzése .....	255
6.612	Anódbillentyűzés .....	255
6.613	Rácsbillentyűzés .....	256
6.614	Antennabillentyűzés .....	259
6.62	A gyakorlatban használatos billentyűzési módok .....	259
6.63	A billentyűzés eszközei .....	267
6.64	A billentyűzés ellenőrzése .....	272
6.7	Az amatőradó modulációja .....	273
6.71	Alapvető tudnivalók .....	273
6.72	Amplitudómodulációs eljárások .....	274
6.73	Frekvenciamodulációs eljárások .....	280
6.74	Impulzusmodulációs eljárások .....	285
6.75	Egyoldalsávú moduláció .....	294
6.8	Ultrarövidhullámú adók .....	306
6.81	Az URH adók jellegzetességei .....	306
6.82	Egyszerű öngerjesztésű adó .....	307
6.83	Többfokozatú adó .....	309
6.84	420 MHz-nél nagyobb frekvencián működő adók .....	317
7.	FREKVENCIAMÉRŐK .....	319
7.1	A pontos frekvenciamérés szükségessége. Alapvető tudnivalók .....	319
7.2	Abszorpciós frekvenciamérő .....	319
7.3	Lebegtetős frekvenciamérő .....	322
7.4	Kvarcvezérlésű hitelesítőgenerátorok .....	322
7.41	A hitelesítőgenerátor működése .....	323
7.42	A generátor hitelesítése .....	324
7.5	Dip frekvenciamérők .....	331
7.51	Alapelvek és kapcsolástechnika .....	331
7.52	Hitelesítés és alkalmazási lehetőségek .....	338
7.6	URH frekvenciamérők .....	342
8.	TRANZISZTOROK AZ AMATŐR TECHNIKÁBAN .....	345
8.1	A transzformátorok alapvető tulajdonságai és szerkezete .....	345
8.2	A tranzisztor, mint hangfrekvenciás erősítő .....	349
8.3	A tranzisztor, mint oszcillátor .....	351
8.4	A tranzisztor, mint egyenáramú feszültségátalakító .....	355



9.	FESZÜLTSGFORRÁSOK .....	357
9.1	Telepek és akkumulátorok .....	357
9.2	Forgóátalakítók és benzinmotoros áramfejlesztők .....	358
9.3	Hálózati tápegységek .....	359
9.31	Általános tudnivalók .....	359
9.32	Egyenirányítók .....	359
9.33	A rácselőfeszültség előállítása .....	363
9.34	A szűrés .....	364
9.35	Feszültségstabilizálás .....	366
9.351	Ködfénylámpa és vashidrogén-ellenállás .....	366
9.352	Elektroncsöves stabilizátor .....	369
9.353	A hálózati feszültségingadozások kiegyenlítése .....	370
9.4	Vibrátoros tápegységek .....	374
10.	ANTENNÁK .....	375
10.01	Alapvető tudnivalók .....	375
10.02	Az antenna hullámimpedanciája .....	379
10.03	Az antenna hatásos magassága .....	381
10.04	Az antenna induktivitásának és kapacitásának a megállapítása .....	383
10.05	Az antenna rövidítése és hosszabbítása .....	384
10.06	Tápvonalak .....	385
10.061	Hangolatlan tápvonalak .....	385
10.062	Hangolt tápvonalak .....	388
10.07	Az antenna bemenő ellenállásának a mérése .....	389
10.08	A dipól-antenna .....	391
10.09	A Fuchs-antenna .....	392
10.10	Többsávós, áram-, ill. feszültségtáplálású antennák .....	393
10.11	Tápvonalhoz csatlakozó antennák .....	396
10.12	Irányító hatású antennák .....	401
10.121	A Yagi-antenna .....	403
10.122	Négyelemes dipólfüggöny (Lazy—H) .....	407
10.123	A „ground-plane”-antenna .....	409
10.124	A „cubical quad”-antenna .....	415
10.125	Az antenna, illetőleg a tápvonal csatolása az adóhoz .....	416
10.126	Koaxiális kábel illesztése az adóhoz .....	418
11.	URH-ANTENNÁK .....	420
11.1	Az URH-antennákra vonatkozó alapismeretek .....	420
11.2	Egyelemes iránysugárzók .....	421
11.21	A sarokreflektor .....	421
11.22	A parabola-antenna .....	423
11.23	A spirálantenna .....	424
11.3	Többelemes iránysugárzók .....	425
11.31	A Yagi-antenna .....	425
11.32	Egészhullámú dipólfüggöny .....	426
11.4	Különleges mikrohullámú antennák .....	428
11.5	Illesztési- és tápvonalproblémák .....	429
12.	RÁDIÓ- ÉS TV-ZAVAROK ELHÁRÍTÁSA (BCI ÉS TVI) .....	432
12.1	Általános ismertetés .....	432
12.2	Zavarszűrés az adóban .....	432
12.3	Zavarszűrés a vevőben .....	434
12.4	TV-zavarok (TVI) és kiküszöbölésük .....	438

13. FÜGGELÉK .....	441
13.1 A magyar rádióamatőr-rendelet .....	441
13.2 Adatok és táblázatok .....	441
13.201 Tekercsnomogramok .....	441
13.202 Decibel-táblázat .....	443
13.203 Transzformátor-táblázatok .....	445
13.204 Vezető anyagok fontosabb állandói .....	446
13.205 Ellenállások és kondenzátorok színekódexe .....	449
13.206 Egységek többszöröseinek és törtrészeinek jelölései. Görög ABC .....	450
13.207 Egyszerű nomogramok .....	450
13.208 Tárcsás trimmereket .....	456
13.209 Amatőr hívőjelek táblázata .....	457
13.210 Q-kód és üzemi rövidítések .....	474
13.3 Irodalomjegyzék .....	492
13.4 Tárgymutató .....	493

## 1.1 FEJEZETEK AZ AMATŐR RÁDIÓZÁS FEJLŐDÉSÉNEK A TÖRTÉNETÉBŐL

A vezeték nélküli hírközlés fejlődése a leggyorsabbak egyike volt a technika történetében. A rádiózás kezdetén csak a közlemények Morse-ábécé segítségével történő továbbítása volt lehetséges; ma a televízió már viszonylag nagy távolságra közvetlen kép- és hangátvitelt tesz lehetővé.

Ismeretésünk keretében csak azokról a legfontosabb jellemzőkről és eseményekről kívánunk megemlíkezni, amelyek az amatőr rádiózás fejlődését befolyásolták.

A vezeték nélküli híradástechnika alapja *Heinrich Hertz*, német fizikus korszakalkotó felfedezése. *Hertz* 1888-ban kísérletileg igazolta, hogy *Maxwell* angol fizikus elmélete, mely szerint az elektromos szikrából elektromágneses hullámok indulnak ki, helyes, ugyanakkor kimutatta ezeknek a hullámoknak a terjedési jelenségeit is. A *Hertz*-féle kísérletek már ultrarövidhullámúak voltak, 5 méter körüli hullámhosszúságon. *Hertz*, felfedezésének gyakorlati megvalósítása során — elektroncsövek hiányában — kénytelen volt hosszabb hullámokra áttérni, mert nagy energiák biztos előállítására és gyakorlati felhasználására akkoriban csak ott volt lehetőség; a nagy energiákra viszont nagy távolságok áthidalása céljából volt szükség. A rádiófrekvenciás rezgéseket szikráköz segítségével keltette (innen származik a „szikratávíró” elnevezés), és eleinte a hosszú hullámok kerültek előtérbe.

*A. S. Popov*, orosz tudós 1895-ben fejlesztette ki az első készüléket, amely légköri kisülések észlelésére volt alkalmas, amilyenek pl. villámlás alkalmával keletkeznek. Ez az ún. „zivatarjelző” tekinthető a rádióvevőkészülék őséne. *Popov* volt az első, aki kísérleteinél antennát alkalmazott. A zivatarjelző készülék rendszeres továbbfejlesztésének eredményeképpen 1896. március 24-én *Popov*nak sikerült leadnia és felvennie az első, történelmileg hitelesen igazolható rádiótávíratot; az adó és a vevő közötti távolság 250 méter volt.

A fejlődés további folyamán számtalan új találmány született, és a kutatók új ismeretekre tettek szert. A német *Slaby* és *Arco* továbbfejlesztették a szikrainduktoros készüléket, és 1912/13-ban RF generátorként használható váltakozóáramú gépet szerkesztettek. *Braun* professzor bevezette a zárt rezgőkörhöz inductíve csatolt antennát. A dán *Poulsen* ívlámpával állított elő csillapítatlan rezgéseket. A német *M. Wien* 1908-ban lényeges újításként vezette be a kioltó-szikraközös adót.

Ezeknek a felfedezéseknek és új ismereteknek a közzététele számos olyan embernek az érdeklődését is felkeltette, akik nem álltak hivatásuknál fogva is kapcsolatban a technikának ezzel az új ágával. Szikrainduktorokkal, leydeni palackokkal, szikraközökkel, és a *Popov*-féle antennához csatlakozó rezgőkörrel és kohererrel építették ezek az „amatőrök” első adó- és vevőkészülékeiket. Már az első világháború előtti

időben megtaláljuk az amatőr rádiózás első nyomait. A mai ember szemében ez a kezdet nagyon primitívnek tűnik. Egy amatőr így számolt be ezekről az időről: „A szikra-induktorokat magunk készítettük paraffinba mártott tárcsás tekercsekkel és Wehnelt-féle szagatókból. A kondenzátorunk lemosott, stanióllal bevont fényképezőlemezekből készült. Mindezt összekapcsoltuk az akkumulátorral, a tekercsel és az antennával. Nagy, ormótlan billentyűt használtunk. A koherer villanycsengőből és üvegcsövecskéből készült, melyet tízpfenniges érmékből lereszelt nikkelporrall töltöttünk meg. Amikor minden készen volt, üzembe helyeztük”.

1904-ben ismeretessé vált a kristálydetektor, ami egyszerűbbé tette a vevőkészülékek konstruktív felépítését. A műszakilag fejlett országokban gyorsan nőtt az amatőrök száma. Korlátozó rendelkezéseket ebben az időben még nem adtak ki. Az adóteljesítmények kicsik voltak, és a hullámtartomány, amelyben az amatőrök dolgozhattak 200 és 300 méter között volt; nagyobb távolságok áthidalását több állomás közvetítésével, ún. relélánccal igyekeztek megvalósítani. Erre a célra alakult az Egyesült Államokban már 1914-ben az „American Radio Relay League” (Amerikai Rádiórelé Szövetség), amelybe mintegy 6000 amatőr tömörült.

Az első világháború idején a hadviselő államok siettetni igyekeztek a vezeték nélküli hírközlő eszközök fejlesztését, hogy hadicéljaik szolgálatába állíthassák azokat. Ennek következtében sokan voltak kénytelenek megismerkedni a rádiótechnikával, akik később — a háború befejezése után — a rádióamatőrök számát gyarapították.

Az első világháború után a rádiótechnika ugrásszerű fejlődéséhez vezetett a Lieben osztrák mérnök által 1910-ben konstruált elektroncső addigra elért fejlettsége, és az elektroncsővel történő rezgéseltetéshez szükséges visszacsatolás megoldása (A. Meissner, 1913.). Az elektroncsövek általánossá vált alkalmazása demodulálásra, hangfrekvenciás és rádiófrekvenciás erősítésre, valamint rezgéseltetésre a további fejlődés során lehetővé tette a nyilvános műsorszórás bevezetését.

1923 októberében Németországban megalakult a Német Rádiótársaság (Deutscher Rundfunk). Ettől kezdve rohamosan nőtt a rádióamatőrök száma. Hirtelen megszáporodtak a vevőamatőrök, akiknek a kisugárzott adások felvétele volt a céljuk. A rövidhullámú amatőrök tevékenységét a kereskedelmi rádióösszeköttetések kedvéért egyre rövidebb hullámsávokra szorították, előbb 200 méter, majd 100 méter alá. Az akkori ismereteknek megfelelően az a nézet uralkodott, hogy ezekkel a frekvenciákkal nagy távolságok nem hidalhatók át, így ezek a hullámsávok távolsági összeköttetésre nem használhatók. Az amatőrök a 100 méternél rövidebb hullámokon végzett munkájuk során nagy érdemeket szereztek a rövid hullámok terjedési jelenségeinek a kutatása terén.

1920 táján angol amatőrök ismételtelen vették amerikai rövidhullámú állomások adását. Minthogy a rövidhullámok terjedésére vonatkozó ismeretek akkoriban igen hézagosak voltak, eleinte kételkedtek abban, hogy valóban amerikai adásokat hallottak. Mikor azonban megismétlődtek a vételi jelentések, irtak a hallott állomásokat üzemben tartó amatőröknek, és megérdeklődtek, hogy a megadott időben, a megadott frekvencián adták-e a megadott szöveget. Nagy volt a meglepetés, mikor a vétel helyessége beigazolódott.

A rádióforgalom gyakorlati lebonyolítására az idők folyamán főképpen az angol és az amerikai amatőrök átvették a kereskedelmi forgalomban alkalmazott hívójelrendszert és a nemzetközi rövidítések egy részét, melyet azután az amatőr rádiózás követelményeit kielégítő egyéni rövidítésekkel egészítettek ki.

1923 novemberében bonyolították le — 110 méteres hullámhosszon — az első amatőr-forgalmat az Atlanti-óceánon keresztül. 1924-ben egy 16 éves amerikai diák sikeresen áthidalta a földrészek között lehetséges legnagyobb távolságot Anglia és Új-Zéland között. Az amatőrök sokoldalú kísérletei és megfigyelései kiemelkedő mértékben hozzájárultak az elektromágneses hullámok terjedésére vonatkozó ismeretek kialakulásához. Az ionoszféra tökéletes felhasználhatósága nagytávolságú rádióforgalom céljaira, az ún. „holt zónák” létezése megdönthetetlen tudományos tényekké váltak. A rövidhullámok terjedésével kapcsolatos ismeretek bővülése azt eredményezte, hogy a kereskedelmi szolgálatban is egyre nagyobb tért hódítottak. 1924. július 18-án bonyolódott le az első hivatalos táviratváltás a Németországban levő Nauen-i PQX hívójelű nagyadó — abban az időben ez volt a világ legnagyobb adóállomása — és Buenos Aires között, a 75 méteres hullámhosszon. Azonban minél jobban terjedt a rövidhullámok alkalmazása a kereskedelmi forgalomban, annál szűkebbre szorították az amatőrsávokat.

Németországban 1923/24-ben indult meg a szervezett amatőrmozgalom. Az akkori hatóságok azonban csak nagyon kevés adóengedélyt adtak ki. Éppen ezért Németországban elsősorban vevőamatőr-szervezetek alakultak. Ezek tagjai voltak a „Német Vevőamatőrök” (DE = „Deutscher Empfangsamateur”). Még a detektoros vevő és az audion építése is hivatalos vizsgálóhoz volt kötve, melynek sikeres letétele esetén kiadták az „audion-kísérleti engedély”-t („Audion-Versuchserlaubnis”). Az akkori uralkodó osztály így biztosította magának az ellenőrzés lehetőségét.

A fiatal szovjethatalom — *Lenin* utasításainak megfelelően — nagy figyelmet szentelt az amatőrmozgalomnak. Már 1924. szeptember 1-én kiadták a magán rádióvevőkről szóló rendeletet; ez volt a Szovjetunióban a rádióamatőr-mozgalom alapja. 1925. januárjában létesítette két szovjet amatőr, *Petrov* és *Lbov* — 15 W teljesítményű ellenütemű adóval — az első szovjet DX-összeköttetést. 1924. szeptemberétől kezdve a Szovjetunió rövidhullámú amatőrei hazai és nemzetközi versenyeken is részt vettek. 1926-ban már több, mint 200 000 tagja volt a szovjet rádióamatőr-szervezetnek. *Nyikolaj Rejnhold Smidt*, szovjet rádióamatőr vette elsőnek 1928. június 2-án a szerencsétlenül járt olasz *Nobile*-expedíció SOS-jelzéseit, és így döntő szerepe volt az expedíció tagjainak megmentésében. Azok a körök, amelyek a fiatal szovjethatalom hamarosan bekövetkező bukását jósolták, akkoriban nem akarták tudomásul venni, hogy a Szovjetunió rádióamatőrei ilyen teljesítményekre képesek.

A Nagy Honvédő Háború befejezése után a rádióamatőrmozgalom újabb fellendülése következett be a Szovjetunióban. A minden évben megrendezett össz-szövetségi rádiótechnikai kiállítások mutatják a szovjet amatőrök hatalmas arányú műszaki fejlődését. A Szovjetunió egyes városaiban ma már amatőr televíziós adók is működnek. A szovjet rádióamatőr-mozgalom gyors fejlődésének az alapja a szovjethatalom nagyarányú támogatása, és a rádióamatőrök kollektív együttműködése a kollektív állomásokon.

## 2.1 KI TEKINTHETŐ RÁDIÓAMATŐRNEK?

A rádióamatőr a rádiótechnika iránti érdeklődésből és a társadalom hasznára rádióberendezéseket épít, és rádióforgalmat bonyolít le.

Az amatőrtevékenység tehát komoly műszaki tudást és igazi, nem lankadó lelkesedést igényel. Mindkettő lehet a környezet különböző befolyásoló hatásainak (előadások, kiállítások, könyvek stb.) az eredménye. Ha megkérdezzük egy amatőrt, mi az, ami őt lelkesíti, azt válaszolja: „Az amatőr rádiózás nagy vonzóereje abban rejlik, hogy lehetőséget nyújt arra, hogy sajátmagunk által épített készülékkel minden lehető földi távolságot áthidaljunk, és a barátság szellemében összeköttetésbe lépünk és elbeszélgessünk a Föld valamennyi népének rádióamatőreivel.” Az amatőr-tevékenység azonban nemcsak öncél, és nem az általa előidézett személyes öröm az egyetlen haszna. Az amatőr rádiózásra is érvényes az az alapelv, hogy a munkának nemcsak az egyéni kedvetlést, hanem mindenekelőtt a közösség, a társadalom javát kell szolgálnia.

Az amatőr akkor szolgálja a közösséget, ha megbízható és kötelességtudó, ha az éterben és a szervezetben egyaránt fegyelmezetten viselkedik és jó eredményeket ér el, ha kész arra, hogy a közös érdekeket szolgálja, és arra, hogy saját személyének a háttérbehelyezésével bármikor bajtársi segítséget nyújtson.

A rádióösszeköttetés, és a világ, különösen pedig a Szovjetunió és a népi demokráciák amatőreivel való levélváltás, ami a rádióösszeköttetést követi, nagymértékben megszilárdítja a más nemzethez tartozókkal fennálló kapcsolatokat. A távoli országok amatőreihez fűző kapcsolatok pedig lehetővé teszik, hogy munkás-parasztállamunkról a valóságnak megfelelő értesüléseket közöljünk.

Minden adóengedély a rádióamatőrök iránti bizalom bizonyítéka; éppen ezért természetesnek kell tekinteni, hogy az engedélyek birtokosai nem élnek vissza a szervezet és az állam által beléjük vetett bizalommal. Az is természetes, hogy a szerzett új ismereteket és tapasztalatokat minden korlátozás nélkül a közösség rendelkezésére bocsátják.

A rádiótechnika állandó fejlődése mind nagyobb mértékben igényli az utánpótlást, a gyár- és a kisiparban, a rádiónál és a kereskedelmi rádiószolgálatban egyaránt. Nem egy rádióamatőr jutott már ismeretei segítségével régóta várt, érdekes munkát biztosító álláshoz.

Annak a nagy társadalmi haszonnak a tudatában, amit a jól képzett amatőrök jelentenek a közösség számára, egyenként és összességükben — gondoljunk csak a balesetek és természeti csapások esetén, vagy honvédelmi célokra történő alkalmazásukra — a mai időkben a rádióamatőr-mozgalom az állam teljes elismerését élvezi, egyre inkább, mint politikailag is fontos tényező.

A rádiórajongók közt a népesség minden rétege képviselve van. Munkások és mérnökök, kézművesek és kereskedők, egyetemi hallgatók és középiskolai diákok egyformán lelkes hívei ennek az egész világra kiterjedő technikai sportnak.



Már közel 40 éve annak, hogy az első amatőrök hallattak magukról. A kitűzött célba vetett rendíthetetlen hit, és a gyakran hiába végzett pepecselő munkához való, soha véget nem érő türelem végül is olyan ismeretekhez vezettek, amelyek nélkül a korszerű kereskedelmi rádiózás és sok más kiegészítő alkalmazás elképzelhetetlen volna. A rádióamatőrnek a technikai haladás érdekében állandóan azon kell munkálkodnia, hogy átfogó műszaki ismereteket és gyakorlati tudást sajátítson el. Rádiókészüléke mindig a technika legújabb állásának megfelelő legyen. Természetesen az is magától értetődik, hogy az amatőr maga építi meg az adó- és vevőkészülékét, a mérőberendezéseit és az antennáját. Csak így sajátíthatja el tökéletesen a készülékeképítést, és értheti meg a készülékek működését. Ebből a szempontból az amatőr alapvetően különbözik a barkácsolótól.

Régi tapasztalat, hogy az az igazi rádióamatőr, aki akkor is tud segíteni magán, ha valami az üzletben nem kapható, aki érvényesülni hagyja feltalálói ösztönét, új utakat és eszközöket talál, nem hagyja magát félrevezetni, és tetterejével urrá lesz a nehézségeken.

## 2.2 A RÁDIÓAMATŐRSÉGHEZ VEZETŐ ÚT

Kevés kivétellel minden amatőrnek egy célja van: a rádióadás, akár a sok kollektív amatőr rádióállomás egyikének munkatársaként, akár egyéni engedéllyel a saját állomásáról.

Kézikönyvünknek ez a fejezete az ehhez vezető utat kívánja megvilágítani.

Kiindulásképpen ki kell jelentenünk, hogy minden amatőr, aki akár mint adó-, akár mint megfigyelő-amatőr az amatőrforgalomban részt akar venni, az **MHS** (Magyar Honvédelmi Sportszövetség) tagja kell legyen. Az adóamatőrnek előírja az amatőr rádiózásról intézkedő rendelet, a megfigyelő-amatőr számára pedig szükségszerűség, mert a semmilyen szervezethez nem tartozó, tanulócsoporthoz, szakköre vagy kollektív állomása kollektívájának a segítségét nélkülöző amatőr tartósan nem tud létezni. Ez a segítség a tanulástól a QSL-lapok továbbításáig mindenre kiterjed. Az egyéni amatőrök is a szervezet QSL-központján keresztül küldik a QSL-lapjaikat, és aki nem tagja hazája amatőr-szervezetének, az a neki szánt QSL-lapokat sem kapja meg.

Az engedélyes amatőr tevékenységének — akár kollektív vagy egyéni állomás üzem-bentartására jogosult adóamatőr, akár megfigyelő-amatőr az illető — tág tere van. A korszerű rádiótechnika olyan szerteágazó, az amatőr számára nyújtott lehetőségek annyira tágak, hogy mindenki mindig tanulhat valami újat. Hogy ne említsünk mást: ott van pl. az URH tartomány, különösen a 2 méteres sáv, vagy a 70, ill. 25 cm-es mikrohullámú sáv. Ne feledkezzünk meg arról sem, hogy az amatőr rádiózásról intézkedő rendelet értelmében az amatőrök TV-adással is foglalkozhatnak. Sokak számára, akiket inkább a rádióforgalom érdekel, a csaknem állandóan folyó hazai és nemzetközi versenyek nyújtanak kiváló lehetőséget teljesítményeik növelésére.

## 2.3 A RÁDIÓAMATŐR-ENGEDÉLY MEGSZERZÉSÉNEK MÓDJÁ

A rádióamatőr engedély megszerzésének módját a 13.1 pontban a magyar amatőr-rendelet ismertetésénél adjuk meg.

A rövidhullámú sportot pontosan rögzített szabályok irányítják. Ezek közé tartozik annak a kérdésnek a tisztázása is: milyen frekvencián szabad adnia az amatőrnek, hogy ne zavarja a kereskedelmi rádióforgalmat? A rádióamatőrök meghatározott amatőrsávokon dolgozhatnak; ezeket nemzetközi megállapodások rögzítik. Ennek megfelelően több — sajnos, rendkívül szűk — sáv áll az amatőrök rendelkezésére. Az amatőrsávokat úgy állapították meg, hogy harmonikusan helyezkedjenek el, vagyis a kisebb frekvenciájú sávok harmonikusai mindig a következő, nagyobb frekvenciájú sávba esnek.

### 3.1 AZ AMATŐR HULLÁMSÁVOK FELOSZTÁSA

A rádió összeköttetésekről szóló új nemzetközi szabályzatot Genfben 1959-ben a rádió összeköttetések nemzetközi rendes adminisztratív Konferenciája fogadta el. A szabályzat — a megerősítés után — **1961. május 1-én** lépett életbe. Ez a szabályzat rendezte a rádió amatőr összeköttetések kérdését is.

Az új nemzetközi szabályzat II. fejezetének 5. cikke IV. része tartalmazza a frekvencia elosztást 10 kHz és 40 GHz között, az adóállomások jellegének megfelelően, körzetek szerint. Az alábbi felsorolás az említett táblázat kivonata különös tekintettel az amatőr frekvencia tartományokra, az egyes körzeteknek megfelelően.

A szabályzat szerint az egyes körzetek a következő területeket foglalják magukba:

- I. körzet: Európa, Afrika és Szovjetunió.
- II. körzet: Egyesült Államok, Dél-Amerika, Grönland.
- III. körzet: Perzsiától keletre, India, Kína, Japán, Ausztrália, Új-Zéland és a Csendes óceáni szigetvilág.

### 3.2 AZ EGYES HULLÁMSÁVOKON VÁRHATÓ ÖSSZEKÖTTETÉSI LEHETŐSÉGEK

Az, hogy melyik hullámsávon a legkedvezőbb az átvitel, általában a nap- és évszaktól, illetőleg többé-kevésbé a napfolttevékenység 11 éves periódusától függ.

A következőkben áttekintést kívánunk adni arról, hogy az amatőrforgalomban mikor, melyik hullámsávon várható a legjobb összeköttetés.



I. körzet	II. körzet	III. körzet
<b>3500—3800 kHz</b> <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	3500—4000 kHz RÁDIÓAMATŐRÖK	3500—3900 kHz RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>7000—7100 kHz</b> <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	7000—7100 kHz RÁDIÓAMATŐRÖK	7000—7100 kHz RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>7100—7300 kHz</b> Rádióműsorszórás	7100—7300 kHz RÁDIÓAMATŐRÖK	7100—7300 kHz Rádióműsorszórás
<b>14 000—14 350 kHz</b> <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	14 000—14 350 kHz RÁDIÓAMATŐRÖK	14 000—14 350 kHz RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>21 000—21 450 kHz</b> <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	21 000—21 450 kHz RÁDIÓAMATŐRÖK	21 000—21 450 kHz RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>28—29,7 MHz</b> <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	28—29,7 MHz RÁDIÓAMATŐRÖK	28—29,7 MHz RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>50—54 MHz</b> Rádióműsorszórás	50—54 MHz RÁDIÓAMATŐRÖK	50—54 MHz RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>144—146 MHz</b> <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	144—46 MHz RÁDIÓAMATŐRÖK	144—46 MHz RÁDIÓAMATŐRÖK
—	146—148 MHz RÁDIÓAMATŐRÖK	146—148 MHz RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>430—440 MHz</b> <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b> Rádiólokáció	420—450 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK	420—450 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>1215—1300 MHz</b> Rádiólokáció <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	1215—1300 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK	1215—1300 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>2300—2450 MHz</b> <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	2300—2450 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK	2300—2450 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>3300—3400 MHz</b> Rádiólokáció	3300—3400 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK	3300—3400 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>5650—5850 MHz</b> Rádiólokáció <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	5650—5850 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK	5650—5850 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>10 000—10 500 MHz</b> Rádiólokáció <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	10 000—10 500 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK	10 000—10 500 MHz Rádiólokáció RÁDIÓAMATŐRÖK
<b>21—22 GHz</b> <b>RÁDIÓAMATŐRÖK</b>	21—22 GHz RÁDIÓAMATŐRÖK	21—22 GHz RÁDIÓAMATŐRÖK

### 80 méteres sáv (3,5 MHz)

Ez a sáv nappal jóval az alsó határfrekvencia fölött van. Az ionoszférában végbemenő erős abszorpció következtében nagy hatótávolságok nem várhatók; 400 km azonban általában elérhető. Holt zóna nem keletkezik. Éppen ezért a 80 m-es amatőrsáv kiválóan alkalmas országon belüli összeköttetésre. Az esti órákban nagy mértékben megnő a hatótávolság és a hangerő. Éjjel 1000 km feletti távolságok áthidalása is lehetséges. Ha az összeköttetés egész útvonala sötétben van (télen, kora tavasszal, késő ősszel), akkor transzkontinentális és tengerentúli összeköttetés is létrejöhethet; a holt zóna szélessége ilyenkor meghaladja az 1000 km-t.

A napfolttevékenység periódusával összefüggő hullámmeltolódás jelentéktelen.

Az Egyesült Államokkal való összeköttetés ezen az Amerikában igen népszerű sávon bajos, mert az európai adókat gyakran QRM zavarja. Minthogy a kora hajnali órákban az Amerikán belüli forgalom nagyjából befejeződik, számunkra ilyenkor a legkedvezőbbek az összeköttetési lehetőségek. A 80 m-es sávban, különösen nyáron, gyakoriak az erős légköri zavarok.

### 40 méteres sáv (7 MHz)

Ez a sáv állandóan az ionoszféra által meghatározott felső határfrekvencia alatt és alsó határfrekvencia felett van, éppen ezért egyformán alkalmas közepes- és nagytávolságú összeköttetésekre.

A nagy abszorpciós veszteségek következtében nappal nem érhető el nagy hatótávolságok. Ezzel szemben nagy távolságok hidalhatók át akkor, ha az összeköttetés útvonalának túlnyomó része szürkületben vagy éjszakában halad.

Az átlagos nappali hatótávolság 800 km, a holt zóna szélessége 100 km. Este a hatótávolság és a hangerő tetemesen megnő, a holt zóna pedig szélesebbé válik. A legnagyobb hatótávolságok általában éjjel körül várhatók, amikor csaknem egész Európa a holt zónában fekszik. Ilyenkor kedvezőek a DX-feltételek.

Az ezen a sávon létrejövő összeköttetéseket a hullámmeltolódás jelensége észrevehetően befolyásolja. Gyenge napfolttevékenység esetén, vagyis napfoltminimum idején, már alkonyatkor kitűnőek a csendes-óceáni térséggel való DX-lehetőségek. Napfoltmaximum idején főképpen a nyugati félgömb érhető el. Sajnos, a sáv nagyon zsúfolt, ami erősen rontja az önmagában véve kiváló amatőr-összeköttetési lehetőségeket. A nyári időszakban a légköri zavarok megsokszorozódnak.

### 20 méteres sáv (14 MHz)

Ez a rövidhullámú amatőrök igazi DX-sávja, amelyen a legnagyobb távolságok is áthidalhatók nappal és éjjel, télen és nyáron, erős és gyenge napfolttevékenység idején. Télen előfordulhat, hogy a sáv éjjel a felső határfrekvencia fölé kerül; a hullámok ekkor nem tudnak továbbterjedni. Amint azonban napfelkelte után eléggé megnő az ionizáció, megindul a vétel is, és addig tart, amíg — néhány órával napnyugtá után — az ionizált rétegek ionkoncentrációja le nem csökken. Az állandó holt zóna-öv szélessége a helyi napfelkelthez, ill. napnyugtához igazodik. A mi földrajzi szélességünkön ez a holt zóna januárban a legszélesebb, júliusban a legkeskenyebb. Napfoltmaximum idején nyáron egyáltalában nincs holt zóna. A déli féltekén a viszonyok fordítottak; a sarkokon a sarki éjszaka tartama alatt nincs vétel; az egyenlítőn pedig a holt zóna

kiterjedése állandó. Ha az összeköttetés útvonala napsütésben van, akkor igen nagyfokú a hullámok csillapítása. A vételi viszonyok akkor a legkedvezőbbek, ha az összeköttetés útvonalának egy része sötétben van.

A holt zóna nappal 1000 km szélességű is lehet, napfoltmaximum idején lecsökken kb. 400 km-re. Este hirtelen megnő (2000 km), majd röviddel a vétel teljes megszűnése előtt eléri a 4000 km-t kitevő maximális szélességet. Ilyen körülmények között az európai adóállomások már nem okoznak vételi zavarokat. A hullámtolódás jelentékeny; napfoltmaximum idején a felső határfrekvencia jóval magasabbra tolódik. A sáv érzékenyen reagál az ionoszféra változásaira és zavaraira; a jelentősebb szabálytalanságok erősen megzavarják az egyébként fennálló összeköttetési lehetőségeket. Légköri zavarok csak igen ritkán, és akkor is csak jelentéktelen mértékben befolyásolják a vételt ezen a DX-sávon.

### 15 méteres sáv (21 MHz)

Határfrekvencia szempontjából a sáv a 14 és a 28 MHz-es sáv között foglal helyet. Ez a sáv is kiválóan alkalmas DX-összeköttetésekre. Az összeköttetés létesítésének az a feltétele, hogy az ionoszféra ionkoncentrációja nagyon nagy legyen. Napfoltminimum idején, továbbá télen és éjszaka összeköttetés általában nem jöhet létre. A sáv nagyon érzékeny az ionizált rétegek állapotváltozásaira és zavaraira. Éppen ezért az összeköttetési lehetőségek igen változók. A hullámtolódás jelensége már intenzívebben lép fel, mint a 14 MHz-es sávban.

### 10 méteres sáv (28 MHz)

Mint hogy a sáv a felső határfrekvencia közvetlen határán van, különösen nagy mértékben függ a napfolttevékenység periódusától. Erős napfolttevékenység idején — 3—4 évig — kitűnnek a DX-lehetőségek. A sáv akkor használható, ha az összeköttetés teljesen nappali útvonalon jöhet létre. Napfelkeltekor keleti állomások érhetők el, feltéve, hogy 4000 km-nél távolabb vannak (ilyen távolságban ér véget a holt zóna). A nap folyamán az összeköttetési lehetőségek határa nyugat felé tolódik, majd megjelennek az első nyugati állomások is. Közvetlenül a sötétség beállta előtt annyira kedvezőek a vételi viszonyok, hogy az állomások igen nagy hangerővel jelentkeznek; röviddel ez után azonban a sáv teljesen sükketté válik. Télen, különösen napfoltminimum idején, a 28 MHz-es sáv alig használható.

Az összeköttetési lehetőségek rendszertelensége következtében ezen a sávon megbízható, üzembiztos forgalom nem bonyolítható le. A hullámtolódás különösen nagy.

Légköri zavarok nincsenek; ezzel szemben ez — az URH tartománnyal határos — sáv rendkívül érzékeny a gépjárművek gyújtásából származó zavarokra.

A 30 MHz-nél nagyobb frekvenciák tartományában URH és mikrohullámú sávok állnak az amatőrök rendelkezésére; ezeknek a tulajdonságai tökéletesen eltérnek a hosszabb hullámú sávokétól. Ezekben a sávokon speciális URH és mikrohullámú amatőr-technika fejlődött ki. A zavarmentes átvitel és a másfajta modulációs eljárások alkalmazásának a lehetősége, továbbá az a tény, hogy ezek a sávok kevésbé zsúfoltak, bizonyára egyre több amatőrt vonzanak majd erre a rendkívül érdekes URH és mikrohullámú területre. Eddig az volt az általános vélemény, hogy ezek a sávok csak helyi összeköttetésre használhatók, amelynek a maximális hatótávolsága kerekén 100 km.

A rendszeres kutatások azonban ma már bebizonyították, hogy elég nagy teljesítményű adóval és éles irányítású antennával itt is létesíthető DX-összeköttetés („Over the Horizon Transmission”). A horizonton túli 500 km-es hatótávolság mindenképpen tartósan elérhető. Ezeknek a sávoknak — mint már említettük — igen nagy előnyük, hogy QRM és QRN nincs, illetőleg igen csekély. További ösztönzésül röviden ismeretjük a 2 méteres URH sáv és többi mikrohullámú sáv (VHF = „Very High Frequency”) tulajdonságait.

### 144—148 MHz-es sáv (2 m)

Könnyen megépíthető, irányító hatású antennarendszerrel és a szokásos felépítésű adóval nagy távolságok hidalhatók át; az igen nagy távolságú összeköttetés mindenestre függ az időjárástól. Az ionoszféra befolyása a hullámok terjedésére csekély. Kétségesnek látszik, hogy ezen a sávon létre jöhet-e egyáltalában visszaverődés az F<sub>2</sub> rétegről; az E rétegről történő visszaverődés is csak szórványosan fordul elő. A nem egyenletesen felmelegedett levegőrétegek különböző mértékben törlik a hullámokat, így vezető csatornák, ún. „duct”-ok keletkeznek, amelyekben a hullámok csőhullámok módjára, többszörösen visszaverődve haladnak. Ezt a jelenséget nevezik szuperrefrakciónak; bekövetkeztenek az a feltétele, hogy viszonylag meleg levegőréteg hidegebb fölött helyezkedjék el („inverzió”). A melegebb hónapokban kb. 1000 km-es hatótávolságot lehet elérni; az amatőrök megfigyelése ezen a téren még nagy szolgálatokat tehet a tudománynak. Az ez idő szerint érvényes hivatalos amatőr világcsúcspot a W 6 NLZ és KH 6 UK hívójelű amatőrök állították fel Kalifornia és Hawaii között, 4087 km távolsággal. A számunkra — sajnos — nem engedélyezett 50 MHz-es sávban a világrekord 19 190 km (a JA 6 FR és LU 3 EX hívójelű amatőrök állították fel 1956. március 24-én). Ebből az látható, hogy az 50 MHz-es sáv még nem határozottan URH jellegű.

### 420—450 MHz-es sáv (70 cm)

Ez a sáv a „klasszikus” készülékeket alkalmazó amatőrtechnika határán fekszik. A szokásos rezgőkörök keverednek a tápvonaldarabokból kiképzett üregrezonátorokkal. A szükséges rádiófrekvenciás teljesítményt sokkal nehezebb előállítani, a hullámok viszont sokkal élesebben irányíthatók. Ezen a sávon közepes hatótávolságok érhetők el, a széles sáv viszont impulzusmoduláció alkalmazására, vagy amatőr TV-adásra csábít. Ami a terjedési viszonyokat illeti: akkor érhető el nagy hatótávolság, ha a 144 MHz-es sáv is használható. A 400 MHz-nél nagyobb frekvenciájú sávokban a csőzaj döntő szerepet játszik, éppen ezért főképpen a bemenő fokozatokban minél kisebb zajszintre kell törekednünk. A 220 MHz-es sáv — sajnos — nálunk nincs engedélyezve; az amatőrök ezen vegyesen tapasztalhatnak a 144 és a 420 MHz-es sávokra jellemző tulajdonságokat. A 220 MHz-es sávon ez idő szerint érvényes világrekord 1125 km (W 8 BFQ és W 5 RCI, 1954. október 9.). A 420 MHz-es rekord 808 km; (DL 3 YBA és G 3 HAZ, 1957. június 19.).

### 1215 MHz-es sáv (25 cm)

Ebben a sávban a hullámok a fényhez hasonlóan terjednek (kvázioptikai terjedés), és paraboloidtükörrel élesen irányíthatók. Az amatőrforgalomban ilyen mikrohullámú összeköttetés használható fel pl. rövidhullámú adók távvezérlésére. Eddig a frekven-

ciáig még tértöltésvezérlésű csövek használhatók. A szokásos csőtípusokat mindenestre speciális kivételben alkalmazzák, így elérhető, hogy még ezen a hullámsávon is rezegnek. Csehszlovákiából hírek érkeztek az OK 1 KAX és az OK 1 KRC klub-állomások kísérleteiről. A világrekordot is ők tartják, 220 km-es távolsággal. 1954. szeptember 5-én érték el: az összeköttetést mindenestre megkönnyítette, hogy az állomásokat hegytetőn állították fel. Egyelőre még bizonytalan, hogy nálunk mikor kezdenek ezzel a sávval is foglalkozni; az ennyire rövid hullámokon ugyanis nemcsak rádiótechnikai tudásra, hanem finommechanikai készségre is szükség van.

### 2300 MHz-es sáv

A rezgéseltetéshez magnetront, klisztront, vagy legalábbis tárcsás triódát kell alkalmazni. A vételnél ismét előkerül a jó öreg „detektor”, csak korszerű formában. Ezen a sávon főként az Egyesült Államok amatőrei dolgoznak. A W 2 RMA hívójelű amatőr pl. 250 mW teljesítményű klisztron-adót épített. A teljesítmény roppant kicsinek tűnik, azonban élesen irányító antenna alkalmazásával százszoros teljesítménynek megfelelő hatótávolság érhető el. A világrekordot W 6 IFE/6 és W 6 ET/6 tartják, 240 km-es távolsággal, amelyet 1947. október 5-én értek el.

### Rövidebb hullámsávok

Egyes országokban még rövidebb hullámok is állnak az amatőrök rendelkezésére, akik dolgoznak is ezeken a hullámsávokon. Az Egyesült Államokból jelentették, hogy A. E. Harrison W 6 BMS és R. E. Merchant W 2 LGM amatőrök a világon elsőként bonyolítottak le rádióforgalmat 5250 MHz frekvencián. A fennálló világrekordot W 2 LGF és W 7 FQF tartják 50 km-es távolsággal, amelyet 1945. december 2-án értek el. Laboratóriumi körülmények között már 1946-ban sikerült összeköttetést létesíteni 21 000 MHz frekvencián; az áthidalt távolság 244 méter volt. Ez a nem mindennapi rekord W 1 NVL és W 9 SAD amatőrök nevéhez fűződik. 10 000 MHz-en (3 cm) már 175 km-es távolságot is sikerült áthidalni, éspedig W 7 JIP és W 7 OKV amatőröknek, 1954-ben. A 30 000 MHz-nél nagyobb frekvenciák tartománya még ismeretlen terület, és aki azt gondolta, hogy a rádióamatőr-sport már nem talál olyan új területet, amelyen még érdemes tevékenykedni, beláthatja, hogy tévedett. Különösen fontos, hogy minél több amatőr tájékozódjék a mikrohullámú sávokkal kapcsolatos tudnivalókról, mert itt még nincsenek hullámkorlátozások, és — mint az amatőr rádiózás történetéről szóló ismertetésben láthattuk — már volt rá példa, hogy az amatőrök mutatták meg az új alkalmazások felé vezető utat a tudománynak. Nem lehetetlen, hogy ismét ez következik majd be. A mikrohullámok terjedésének fáradhatatlan tanulmányozása új ismereteket eredményezhet; ilyen pl. a messze a horizonton túli terjedés („scattering”) technikája, amelynek már ma is nagy szerepe van.

## 3.3 A RÁDIÓFORGALOMBAN HASZNÁLTOS ÜZEMMÓDOK

A rádióforgalomban előforduló különféle üzemmódok megnevezésére a következők — nemzetközileg elfogadott — jelöléseket használjuk:

Modulációs rendszer	Az átvitel neve	Egyéb ismertetőjelek	Jelölés
<b>1. Amplitudómoduláció</b>	Modulálatlan hordozóhullám		A A 0
	Távíró	A modulálatlan hordozóhullám billentyűzésével	A 1
	Távíró	A modulált hordozóhullám vagy hangfrekvencia billentyűzésével	A 2
	Távbeszélő	Kétoldalsávós átvitel teljes hordozóhullámmal	A 3
	Távbeszélő	Egyoldalsávós átvitel elnyomott hordozóhullámmal	A 3a
	Távbeszélő	Függetlenül modulált oldalsávok elnyomott hordozóhullámmal	A 3b
	Képtávíró		A 4
	Televízió		A 5
	Kombinált adás		A 9
	Kombinált adás	Elnyomott hordozóhullámmal	A 9c
	<b>2. Frekvencia- (fázis-) moduláció</b>	Modulálatlan hordozóhullám	
Távíró		A modulálatlan hordozóhullám billentyűzésével	F 1
Távíró		A modulált hordozóhullám vagy hangfrekvencia billentyűzésével	F 2
Távbeszélő			F 3
Képtávíró			F 4
Televízió			F 5
Kombinált adás			F 9

3. Az impulzusmoduláció — jelölése P — az amatőritechnikában nem nagy jelentőségű.  
 4. A csillapítatlan hullámok jele B.  
 5. Az üzemmód jele előtti szám az adás sávszélességét adja meg kHz-ben. Pl. hangfrekvenciával modulált, 1800 Hz szélességű távíróadás jele: 1,8 A 2.



## 4.1 ANYAG ÉS ELEKTROMOSSÁG

### 4.11 Bevezetés

Az elektromosság az energia egyik megnyilvánulási formája. Egyes elektromos jelenségeket már az ókorban is ismertek, az elektromosenergia gyakorlati felhasználására azonban csak a múlt században került sor. A mai ember élete elektromosság nélkül szinte elképzelhetetlen, annyira sokrétű az elektrotechnika szerepe, és olyan mértékben befolyásolja a kultúra és a civilizáció egész fejlődését.

Az elektromos jelenségek szemléletes érzékeltetése — az elektromosság óriási jelentősége ellenére — gyakran nehézségekbe ütközik, ami főképpen azzal magyarázható, hogy az ember érzékszervei az energiának erre a formájára nem reagálnak közvetlenül, és az elektromos töltést, feszültséget vagy áramot közvetlenül nem vesszük észre, eltekintve természetesen attól a hatástól, amit pl. nagyobb elektromos feszültség megérintése kelt az emberben. Ezenkívül az elektromosság közvetlenül nem mérhető, mert nem anyagi természetű, legalábbis abban az értelemben, hogy a fémvezetőn (pl. huzaldarabon) átfolyó áram nem kapcsolatos az anyag helyváltoztatásával.

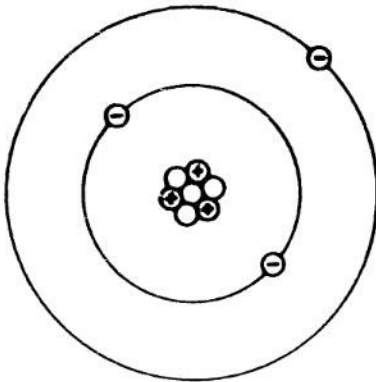
Az elektromosság azonban az anyag jelenlétéhez van kötve; anyag nélkül nincs elektromos töltés sem. Az elektromos töltések eredete az anyagban rejlik, mégpedig a vegyi elemek legkisebb alkotórészében, az atomban.

### 4.12 Az atomok szerkezete

Az „atom” megnevezése a görög „ατομος” (atosz) szóból származik, ami „oszt-hatatlan”-t jelent. Ez a régi időkben keletkezett szó már elvesztette az eredeti értelmét, hiszen ma már tudjuk, hogy az atomok egyáltalában nem a legkisebb részei az anyagnak, tehát nem oszthatatlanok. Az atomok még kisebb részecskékből állnak, amelyek meghatározott törvényszerűség szerinti elrendezésűek, és amelyeket elektromos erők és az atom belső energiája tartanak össze. Minden atomnak van egy magja, amely körül — a bolygókhoz hasonlóan — igen kis tömegű negatív jellegű részecskék, az elektronok keringenek. Gyakorlatilag a magban összpontosul az atom egész tömege, amely  $10^{-24}$  g nagyságrendű, vagyis elképzelhetetlenül kicsi. Az elektronok még három nagyságrenddel kisebb tömegűek!

Az atommag pozitív jellegének nagysága határozza meg az illető elem vegyi jellegét; az elemek periódusos rendszerében (D. I. Mengyelejev és L. Meyer, 1869) mint az illető elem „rendszáma” jelenik meg. A legkisebb elektromos mennyisége a hidrogén-atom magjának, a protonnak van. Ez egyúttal az elemi elektromos mennyiség (kvantum). Ugyanakkora, de negatív jellegű az elektron. A hidrogén atomja egy elektront tartalmaz, ami ellensúlyozza az atommag pozitív jellegét, és így a hidrogénatom kifelé semlegesnek mutatkozik. Minden másfajta elem atommagja több protonból áll; a protonok száma elérheti csaknem a 100-at. Azonosnemű elektromosság ilyen mértékű

felhalmozódása ellentmondani látszik annak a fizikai alaptörvénynek, amely szerint az ellentétes jellegek vonzzák, az azonos jellegek viszont taszítják egymást. Több proton felhalmozódása tehát nem volna lehetséges, ha nem volnának még más erők is, amelyek a villamos töltések taszító erejét ellensúlyozzák. Ezek a belső erők, a magenergiák, valószínűleg a protonok és a protonokkal egyező tömegű, elektromos jellegű töltés nélküli részecskék, a neutronok kölcsönös hatásának a következményei. Minden olyan atommagban, amely több, mint egy proton tartalmaz, bizonyos számú neutron is van; a neutronok száma rendszerint lényegesen nagyobb, mint a protonoké. Az atommag pozitív jellege — mint azt a hidrogénnal kapcsolatos példánkban már elmondottuk — megfelelő számú elektronnal van egyensúlyban. Az 1. ábra litium-atom szerkezetét mutatja. Mint az ábrán látható, az elektronok meghatározott pályán keringenek az atommag körül. Keringési sebességük rendkívül nagy, a fellépő centrifugális erő egyensúlyban van a mag és az elektronhéj közötti vonzóerővel. Az elektronpályákat kvantummechanikai törvények határozzák meg. A magtól távolabb levő pályák energiája nagyobb, mint a közelebb levőké. Többnyire viszonylag kis külső energia közlése elegendő ahhoz, hogy a külső elektronokat végle-



1. ábra. A litium-atom szerkezete (atommag = protonok és neutronok, héj = elektronok)

gesen leválassza az atomról, míg a belső pályákon keringő, kisebb energia-nívójú elektronok nehezebben távolíthatók el az atommagról. Az olyan atomot, amelynek egy vagy több elektronja hiányzik, amelyben tehát túlsúlyban van a pozitív jelleg, „ion”-nak nevezik, az elektron-leválasztás folyamatát pedig „ionizálás”-nak (vannak negatív ionok is, ezek olyan atomok, amelyekben elektron-bőség van).

A külső elektronok, amelyek hajlamosak arra, hogy leszakadjanak az atomról és más atomhoz csatlakozzanak, határozzák meg az atomok több sajátságát. Így pl. az elemek optikai tulajdonságai, amelyek a spektrum-vonalakból olvashatók ki, a külső elektronoktól függenek; és lényegében a külső elektronok létesítik az elemek közti vegyi kötéseket is.

### 4.13 Elektromos vezetők és szigetelők

A fémek atomjai kristályokat alkotnak, amelyeket különleges vegyi kötés hoz létre. A fématomok külső elektronjai a kristályrácsban belül szabadon mozoghatnak, és gázszerű anyagként veszik körül az atomokat; ezért gyakran használják az „elektron-gáz” meghatározást is. Az elektronoknak ez a mozgási szabadsága a fémek és a fémekhez hasonló néhány más anyag (pl. szén) elektromos vezetőképességének az előidézője. Mindazokat az anyagokat, amelyek ilyen vezetőképességgel rendelkeznek, elsőrendű vezetőknek nevezzük. Az áram vezetése — mint korábban már említettük — semmiféle anyagmozgással vagy elbomlással nem jár. Másképpen viselkednek azonban a sóoldatok, savak, lúgok és sóoldatok, amelyek szintén vezetnek az áramot, azonban az áram hatására vegyileg elbomlanak. Ezek az ún. másodrendű vezetők, amelyek vezetőképességüket nem szabad elektronoknak, hanem elektromos jellegű atomok-



nak vagy atomcsoportoknak, vagyis ionoknak köszönhetik. A másodrendű vezetőket gyűjtőnéven „elektrolit”-oknak is nevezik, a híradástechnikában a vegyi áramforrásokkal (elemek és akkumulátorok), továbbá az elektrolitkondenzátorokkal kapcsolatosan játszanak szerepet. Minden egyéb anyag, amelynek nincsenek szabad elektronjai vagy szabadon mozgó ionjai, a szigetelőik csoportjába tartozik. A vezetők és a szigetelők között bizonyos átmenet van; nem léteznek sem tökéletes vezetők, sem tökéletes szigetelők. Bizonyos mértékű elektromos vezetőképességgel minden anyag rendelkezik; a gyakorlat számára azonban megfelel a vezetőkre és szigetelőkre történő felosztás.

#### 4.14 Félvezetők

Az elsőrendű vezetők és a szigetelők között különleges helyzetet foglalnak el a rádiótechnikában különféle célokra felhasznált félvezetők. A félvezetők csak bizonyos körülmények között mutatnak elektromos vezetést; vagy meghatározott áramirány vagy fény, esetleg másfajta sugárzás (mint pl. hő- vagy röntgensugárzás) esetén viselkednek vezetők módjára. Ilyen félvezető tulajdonságúak a metalloidok (olyan anyagok, amelyek vegyileg a fémek és a nemfémek között állnak), továbbá bizonyos kötésű vegyületek (oxidok, szulfidok stb.). Ismert félvezető hatás pl. az ólom-szulfid, a szelén, a germánium, a szilícium stb. egyenirányító hatása, a szelén és a kadmium-szulfid fényelektromos, az urándioxid hőelektromos hatása stb.

A félvezetők közül a szilícium és a germánium alkalmazása a legáltalánosabb az elektro- és a rádiótechnikában. Először is igen nagy tisztaságú szilíciumot, ill. germániumot kell előállítani, ami pl. zónás olvasztással és egykristályhúzással történhet. Az így nyert szilícium-, ill. germánium-monokristálynak igen kicsi az ellenállása (szobahőmérsékleten  $47 \Omega/\text{cm}$ ) és meghatározott mennyiségű szennyező anyag hozzáadásával tehető félvezetővé. Ha az így kezelt anyaghoz wolfram-tűt érintünk, akkor a tű hegye körül záróréteg képződik, amelyik csak az egyik irányú áramot engedi át, vagyis félvezető-diódához jutottunk. De nemcsak akkor keletkezik záróréteg, ha wolfram-tűt érintünk a félvezetőhöz, hanem akkor is, ha pl. a germánium-kristály egyik végét antimonba, vagy más, a a germániumtól eltérő vegyértékű fémbe mártjuk. Nagyobb vegyérték esetén n-típusú, kisebb vegyérték esetén p-típusú határréteg keletkezik; mindkettő egyenirányító hatású. Az így előállított egyenirányítót rétegegyenirányítóknak nevezzük. Ma már 1000 A áramerősségre is készülnek germánium- és szilícium-rétegegyenirányítók, amelyek igen kis kiterjedésűek és igen jó hatásfokúak. Ha a germánium-kristályon n-típusú és p-típusú réteget is létrehozunk, akkor ez a három-réteges (p-réteg, germánium-bázis és n-réteg) képződmény erősítőként használható, mint azt *Bardain* és *Brattain* 1948-ban kimutatták. Ezt a félvezetőből készült erősítőt nevezik általában tranzisztornak. A tranzisztorokkal kapcsolatosan ez idő szerint két probléma megoldásán fáradoznak: az alkalmazási frekvencia és a teljesítmény növelésén. Már 2000 MHz frekvenciáig használható rádiófrekvenciás, és 1000 W teljesítményű hangfrekvenciás tranzisztor is készült laboratóriumi mintapéldányként.

#### 4.15 Az elektromos jelleg

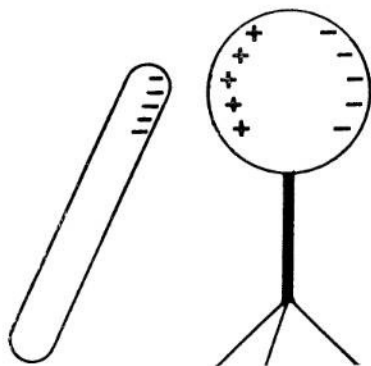
Az elektromos jellegű atomokkal, vagyis ionokkal kapcsolatosan mondottakból egyértelműen következnek az alábbiak:

Az atomon vagy atomcsoporton belüli elektronhiány pozitív, az elektronbőség negatív jellegű eredményez. Ez a megállapítás alapvetően érvényes minden testre,

és közömbös, hogy hogyan következik be az elektronok elkülönülése. Az elektronokkal feltöltött test, illetőleg környezetének vezetőképességétől függ, hogy a töltés hosszabb időn keresztül fennmarad-e, vagy gyorsan kiegyenlítődik. A legkönnyebben az igen rossz vezetők, vagyis a jó szigetelők tölthetők fel, és ezek maradnak legtovább feltöltött állapotban. Ilyen szigetelők pl. az üveg, a keménygumi, a borostyánkő, különféle műanyagok, a csillám stb., amelyeket gyapjű- vagy selyemszövetdarabbal, bőrrel vagy szőrmével dörzsölve, a közimert dörzsvillamosság lép fel. Ezt a feltöltődési jelenséget már az Ókorban is ismerték, éspedig a borostyánkővel kapcsolatosan, amelynek „ηλεκτρον” (elektron) a görög neve. Innen származik az „elektromosság” elnevezés. A mechanikai energia közlésén, tehát dörzsolésen vagy nyomáson kívül másfajta energiákból (hő-, fény-, vegyi energia, atomenergia stb.) is előállítható villamosság.

#### 4.16 Elektromos töltések kölcsönös hatása

„Ellentétes elektromos jellegű testek vonzzák, azonos jellegűek tasztítják egymást.” Ennek az alaptörvénynek néhány gyakorlati következményét szándékozunk most röviden megemlíteni. Ha pozitív jellegű testhez közömbös testet közelítünk, akkor



2. ábra. Elektromos megosztás

ez utóbbin elektromos megosztás következik be, éspedig a pozitív jellegű testhez közelebb eső része negatív, az attól távolabb eső része pozitív jellegűt mutat. Értelemszerűen fordított a helyzet akkor, ha negatív jellegű testhez közelítünk egy közömbösöt. Ezt a jelenséget influenciának vagy elektromos megosztásnak nevezzük (2. ábra). A tétel másik következménye az a Faraday által felfedezett törvény, hogy az elektromosság mindig a test felületén helyezkedik el, minthogy az azonos jellegű részecskék igyekeznek a lehető legtávolabb kerülni egymástól (ennek a jelenségnek a gyakorlati alkalmazása a Faraday-féle árnyékoló kalicka).

A feltöltött testek közötti vonzó, ill. tasztító erő nagyságát a Coulomb által felfedezett törvény adja meg:

$$F = \frac{1}{4\pi\epsilon} \cdot \frac{Q_1 Q_2}{r^2},$$

ahol  $Q_1$  és  $Q_2$  = villamos töltések C-ban,

$r$  = a távolság m-ben,

$F$  = az erő N-ben,

$\epsilon$  = a két töltés közötti anyag dielektromos állandója F/m-ben.

Az itt szereplő egységek közül a C (coulomb) a villamos mennyiség mértékegysége (a következő pontban részletesebben lesz róla szó) a N (newton) az erő mértékegysége, kapcsolata az erő általánosan ismertebb egységével, a kg-mal:  $1 \text{ N} = \frac{1}{9,81} \text{ kg}$ ; a F (farad) a kapacitás mértékegysége (erről a későbbiek folyamán ugyancsak bővebben lesz szó).

A vákum dielektromos állandója:

$$\epsilon_0 = 8,855 \cdot 10^{-12} \text{ F/m.}$$

Más anyagok dielektromos állandóját mint a vákum dielektromos állandójának és az illető anyagra jellemző ún. relatív dielektromos állandónak ( $\epsilon_r$ ) a szorzatát adhatjuk meg:

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r.$$

A levegő relatív dielektromos állandója közel 1, a levegő dielektromos tulajdonságai tehát a vákuméval azonosaknak tekinthetők.

#### 4.17 Az elektromos mennyiség mértékegysége

Az elektromos mennyiség a távolság és a vonzó-, ill. taszítóerő közötti összefüggésből kiszámíthatjuk az elektromos mennyiség egységét: ez az a mennyiség, amely egy másik, ugyanakkora mennyiségre 1 m távolságból  $\frac{1}{4\pi\epsilon}$  N — vákum, ill. levegő esetén  $\frac{1}{4\pi \cdot 8,855 \cdot 10^{-12}} = 9 \cdot 10^9$  N erővel hat. A töltés egységét coulombnak (rövidített jele: C) vagy amperszekundum-nak (rövidített jele: As) nevezzük; ez utóbbi elnevezés értelmét az áramerősséggel foglalkozó pontban világítjuk majd meg.

Az elemi elektromos mennyiség — tehát az elektron és a proton —  $1,602 \cdot 10^{-9}$  C.

## 4.2 FESZÜLTSG, ÁRAM ÉS ELLENÁLLÁS

### 4.21 A feszültség

A különemű elektromos jellegek kiegyenlítődesre törekednek. Ezt a kiegyenlítődesi hajlamot nevezzük elektromos potenciálnak vagy feszültségnek. A kiegyenlítődes akkor következik be, ha erre lehetőség kínálkozik, tehát akkor, ha a különemű testeket jó vezetővel kötjük össze. A kiegyenlítődes tartama alatt az összekötő vezetőken áram folyik át, amely addig tart, amíg mindkét test azonos jellegűvé nem válik. Gyakran alkalmazott mechanikai példa a vízvezetéké: ha két víztartályt, amelyekben különböző magasságban áll a víz, csővel kötünk össze, akkor abból a tartályból, amelyikben a víz szintje magasabb, az összekötő csövön át addig folyik a víz a másik tartályba, ameddig mindkettőben egyforma nem lesz a víz szintje. A vízvezeték példája egyébként a feszültségforrás fogalmának a megértését is megkönnyíti: ha a két tartályt a kiegyenlítődes csővezetéken kívül szivattyúval is összekötjük, amely a vizet az alacsonyabb vízszintű tartályból külső munka felhasználásával visszazállítja a magasabb vízszintűbe, akkor az áramlás állandósul. Az elektrotechnikában hasonló a feszültségforrás szerepe: fenntartja a feszültséget, és az összekötő vezetékkel együtt áramkört képez.

### 4.22 Az ellenállás

Ha a két víztartály közötti csövet kavicsal töltjük meg, akkor a vízszintek lassabban egyenlítődesnek ki, az időegység alatt kevesebb víz folyik át a csövön. Az ilyen csővezeték ellenállása nagyobb, mint az üresé. Ugyanígy nagyobb a kiskeresztmetszetű,

hosszú cső ellenállása, mint a nagykeresztmetszetű, rövid csőé. Az elektrotechnikában ezzel teljesen hasonló a helyzet az árammal, vagyis a kiegyenlítődéssel szemben minden vezető bizonyos mértékű ellenállást tanúsít, és pedig annál nagyobb, minél rosszabb az összekötő vezeték vezetése, minél kisebb a keresztmetszete és minél nagyobb a hosszúsága. Az elektromos ellenállás nagysága tehát:

$$R = \frac{\rho l}{A},$$

ahol  $l$  a vezeték hosszúsága m-ben,  
 $A$  a vezeték keresztmetszete  $m^2$ -ben,  
 $R$  a vezeték ellenállása  $\Omega$ -(ohm)-ban,  
 $\rho$  a vezeték fajlagos ellenállása.

Ez a vezeték anyagától függő állandó, dimenziója az előbbiek értelmében  $\Omega m$ . Mint-hogy a vezeték keresztmetszete  $m^2$ -ben kifejezve rendkívül kis értékű, gyakran  $mm^2$ -ben adják meg; a fajlagos ellenállás dimenziója ebben az esetben  $\Omega mm^2/m$ , értéke pedig  $10^6$ -szorosa az  $\Omega m$ -ben megadott fajlagos ellenállásának. Az ellenállás az elektrotechnika első alapmennyisége.

Az ellenállás egységét *Simon Ohm* (1789—1854) német fizikusról nevezték el.

A vezetődarab akkor  $1 \Omega$  ellenállású, ha  $1 V$  feszültség mellett  $1 A$  erősségű áram folyik át rajta (a feszültség és az áramerősség egységéről a megfelelő pontban lesz szó). Az elektrotechnika szempontjából fontosabb anyagok fajlagos ellenállását a függelékben közölt táblázat tartalmazza.

#### 4.23 Ohm törvénye

Adott feszültség esetén a vezetőn átfolyó áram fordítva arányos a vezető ellenállásával. Az állandó értékű ellenálláson átfolyó áram a feszültség növelésével együtt nő; ha csökken a feszültség, vele együtt csökken az áram is. Az összefüggés tehát a következő:

$$\text{áramerősség} = \frac{\text{feszültség}}{\text{ellenállás}},$$

vagy ha az áramerősséget  $I$ , a feszültséget  $U$ , az ellenállást pedig  $R$  betűvel jelöljük, akkor

$$I = \frac{U}{R}.$$

Ez az Ohm által felfedezett és róla elnevezett törvény. Természetesen a következőképpen is írható:

$$U = IR \quad \text{vagy} \quad R = \frac{U}{I}.$$

#### 4.231 Az áramerősség egysége

Áramerősségnek nevezzük a vezető keresztmetszetén az időegység alatt átáramló töltésmennyiséget. Egységnyi az áramerősség akkor, ha a vezető keresztmetszetén  $1$  másodperc alatt éppen  $1 C$  elektromos mennyiség halad át. Az áramerősségnek ezt az egységét *André Marie Ampère* (1775—1836) francia fizikus tiszteletére amper-nek

nevezték el, rövidített jele: A. (Ezen az alapon nevezik időnként a villamos töltés egységét C helyett As-nak.) Az áramerősség egysége az áram vegyi hatása alapján pontosan meghatározható, és bármikor ismét előállítható: 1 A erősségű ugyanis az az áram, amely az ezüstnitrátoldatból 1 s alatt 1,118 mg ezüstöt választ ki. Ezzel a nemzetközi gyakorlati elektrotechnikai mértékrendszer második alapegységének az egysége is rendelkezésünkre áll. A legutóbbi időkben az elektromos áram erősségét, mint alapegységet, elektromágneses úton definiálták.

#### 4.232 A feszültség egysége

A harmadik villamos alpmennyiség: a feszültség a vezető keresztmetszetén átáramló egységnyi töltés energiájával egyenlő. Egységnyi a feszültség akkor, ha az egységnyi — vagyis 1 C — töltés egységnyi — vagyis 1 J (joule), ill. ismertebb villamos mértékegységben kifejezve 1 Ws (wattszekundum) — munkát végez; az egységnyi feszültséget Alessandro Volta (1745—1827) olasz fizikus tiszteletére volt-nak nevezték el, rövidített jele V. Hiteles feszültséget szolgáltat a kadmium-normáelem (Weston-elem); ennek a feszültsége +20 °C-nál 1,0183 V, és csaknem teljesen független a hőmérséklettől. A Weston-elem használatánál ügyelni kell arra, hogy semmi körülmények között nem szabad terhelni, vagyis nem szabad említésreméltó áramot szolgáltatnia (kompenzáló-kapcsolást kell alkalmazni). A V — éppen úgy, mint az A — alapegység.

#### 4.233 Az egységek többszörösei és törtrészei

Sem az áram, sem a feszültség, sem az ellenállás egysége nem elégíti ki mindig nagyságrendileg a gyakorlati igényeket. Éppen ezért gyakran használjuk ezek tört részeit, ill. többszöröseit, amelyeket a dekadikus nagyságképzés szabályai szerint a következőképpen nevezünk és jelölünk:

az egység milliószorosa	= 10 <sup>6</sup>	= mega-	(M),
az egység ezerszerese	= 10 <sup>3</sup>	= kilo-	(k),
az egység ezredrésze	= 10 <sup>-3</sup>	= milli-	(m),
az egység milliomodrésze	= 10 <sup>-6</sup>	= mikro-	(μ),
az egység ezermilliomodrésze	= 10 <sup>-9</sup>	= nano-	(n),
az egység billiomodrésze	= 10 <sup>-12</sup>	= piko-	(p).

Rendkívül nagy értékeket a giga- (G) = 10<sup>9</sup> és a tera- (T) = 10<sup>12</sup> szócskával szoktak jelölni. Az elmondottak szerint 1 mA = 10<sup>-3</sup> A, 1 kV = 10<sup>3</sup> V és 1 MΩ = 10<sup>6</sup> Ω stb.

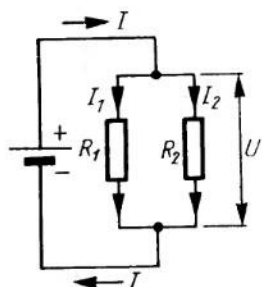
#### 4.24 Kirchhoff törvényei

Sorba- vagy párhuzamosan kapcsolt két vagy több ellenállás esetén érvényesek a Kirchhoff-féle törvények, amelyeket az áramelágazás és a feszültségosztás törvényeinek is szoktak nevezni.

#### 4.25 Áramelágazások és feszültségosztás

Vizsgáljuk meg először, mi a helyzet, ha két ellenállást párhuzamosan kapcsolunk (3. ábra). Mindkét ellenállás ( $R_1$  és  $R_2$ ) kapcsain ugyanaz az  $U$  feszültség van. Az áramkör teljes  $I$  árama megoszlik a két ágban; az egyikben  $I_1$ , a másikban  $I_2$  áram folyik, vagyis

$$I = I_1 + I_2.$$



3. ábra. Párhuzamosan kapcsolt ellenállások

Az egyes ágakban folyó áramok *Ohm* törvénye segítségével számíthatók ki:

$$I_1 = \frac{U}{R_1} \text{ és } I_2 = \frac{U}{R_2},$$

a nagyobb ellenálláson tehát kisebb áram folyik át, mint a kisebbben. Ha pl.  $R_1 = 100 \Omega$ ,  $R_2 = 50 \Omega$  és  $U = 50 \text{ V}$ , akkor  $I_1 = 50/100 = 0,5 \text{ A}$ ,  $I_2 = 50/50 = 1 \text{ A}$  és  $I = I_1 + I_2 = 0,5 + 1,5 \text{ A}$ . Még egyszer alkalmazva az *Ohm*-törvényt, azt kapjuk, hogy

$$R = \frac{U}{I} = \frac{50}{1,5} = 33,33 \Omega.$$

Ugyanerre az eredményre vezet a következő összefüggés is:

$$R = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} [\Omega],$$

vagy – tetszésszerinti számú párhuzamos ág esetén –

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} [\text{S}].$$

Itt célszerűnek mutatkozik egy új mennyiség, a vezetés vagy reciprok ellenállás:  $\frac{1}{R}$  ( $R \Omega$ -ban) bevezetése; egysége a siemens, jele S, vagy  $\Omega^{-1}$ . Az amerikai irodalom gyakran „mho” néven említi a vezetés egységét; ez nem más, mint az „ohm” szó megfordítása.

**Összefoglalás:** Az egyes ágakban folyó áramok összege az osztatlan árammal egyenlő. Az egyes ágakban folyó áramok fordítottan arányosak a megfelelő ágak ellenállásával. A párhuzamosan kapcsolt ellenállások vezetőképessége összeadódik.

Ha két vagy több ellenállást sorbakapcsolunk, akkor az eredő ellenállás a részellenállások összege:

$$R = R_1 + R_2 + \dots + R_n [\Omega].$$

A 4. ábrán két sorbakapcsolt ellenállás ( $R_1$  és  $R_2$ ) végpontjaira (A és C)  $U$  feszültséget kapcsoltunk; a létrejövő áram:

$$I = \frac{U}{R_1 + R_2} = \frac{U}{R}.$$

4. ábra. Sorbakapcsolt ellenállások

Mind a két ellenálláson tehát ugyanolyan erősségű áram folyik át. Az A és B, ill. a B és C pontok között a teljes feszültségnek csak egy része mérhető; a részfeszültségek egyenesen arányosak a részellenállások értékével:

$$U_1 = I \cdot R_1 \text{ és } U_2 = I \cdot R_2,$$

tehát

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1}{R_2}$$

Legyen pl.  $R_1 = 50 \Omega$ ,  $R_2 = 100 \Omega$  és  $U = 60 \text{ V}$ ; mindkét ellenálláson  $I = \frac{60}{100 + 50} = \frac{60}{150} = 0,4 \text{ A}$  nagyságú áram folyik keresztül. Az egyes ellenállásokon mérhető részfeszültségek:

$$U_1 = 0,4 \cdot 50 = 20 \text{ V}$$

és

$$U_2 = 0,4 \cdot 100 = 40 \text{ V}.$$

A két feszültség összege természetesen

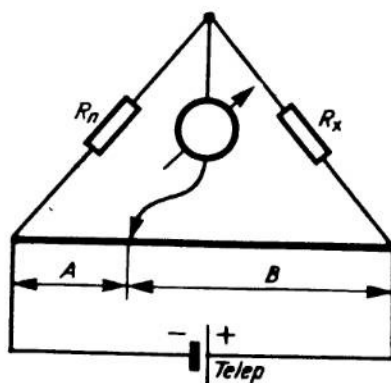
$$U_1 + U_2 = 20 + 40 = 60 \text{ V}.$$

Kirchhoff második törvényének gyakorlati alkalmazása a potenciométer-kapcsolás, amely lehetővé teszi, hogy sorbakapcsolt ellenállásokról tetszőszerinti-feszültséget vegyünk le. A megcsapolás lehet lépcsőzetes, vagy — csúszóérintkezős szabályozóellenállás alkalmazása esetén — folyamatos.

Összefoglalás: A sorbakapcsolt ellenállások eredője a részellenállások összege. A részellenállásokon levő feszültségek magukkal az ellenállásokkal arányosak.

#### 4.26 A Wheatstone-híd

A feszültségosztás elvének különleges alkalmazását képezik a hídkapcsolások, amelyek közül a legegyszerűbb a Wheatstone-híd (5. ábra). A hídkapcsolás lényege az ábra alapján könnyen megérthető, ha arra gondolunk, hogy áram csak különböző feszültségű pontok között folyhat. A sorbakapcsolt  $R_n$  és  $R_x$  ellenállással párhuzamosan kapcsolódik egy potenciométer, vagyis egy olyan ellenállás (pl. hitelesített mérőhuzal), amelynek csúszóérintkezős leágazása van. A leágazás a potenciométer teljes ellenállását két részre (A és B) osztja. Ha az  $A : B$  viszony és az  $R_n : R_x$  viszony egyenlőek, akkor a potenciométer csúszóérintkezője és az  $R_n$  és  $R_x$  ellenállások összekötési pontja közé kapcsolt vezetékáramban nem folyhat áram, mert hiszen a második Kirchhoff-törvény értelmében mindkét ponton — tehát a potenciométer csúszóérintkezőjén és az ellenállások összekötési pontján — ugyanakkora a feszültség. A híd kiegyenlítettettsége, vagyis az összekötő ág árammentessége az ágba kapcsolt műszerrel (milliampérmérővel) ellenőrizhető. Ha az  $R_n : R_x$  viszony nem egyenlő az  $A : B$  viszonyal, akkor az összekötő ágban mindenképpen áram folyik, mert az ág végpontjainak nem azonos a feszültségük. A kapcsolás ismeretlen ellenállások értékének pontos meghatározására használható; ha pl.  $R_x$  a mérendő ellenállás, akkor  $R_n$ -nek pontosan ismert értékű normállenállásnak kell lennie. A híd kiegyenlített állapotában — tehát



5. ábra. Wheatstone-híd



akkor, ha az összekötő ágba kapcsolt műszer 0 kitérést mutat — a mérendő ellenállás értéke az

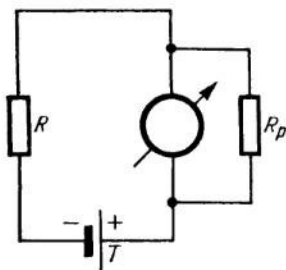
$$R_x = \frac{B \cdot R_n}{A}$$

összefüggésből kiszámítható.

Ha a hídra váltakozóáramú feszültségforrást kapcsolunk, akkor ugyanezen az elven tekercsek és kondenzátorok váltakozóáramú ellenállása is mérhető.

## 4.27 Mérőműszerek kapcsolása

Az áramerősség és a feszültség mérése általában elektromos mérőműszerekkel történik, amelyeknek a működése az áram különböző hatásain alapszik: mérési célokra felhasználják az áram hő-, vegyi és mágneses hatását. A legfontosabb ezek közül az áram mágneses hatása, és a legtöbb műszer ezen alapszik. Pontos mérésekre a leggyakrabban lengőtekercses műszereket használnak. Üzemellenőrzési célokra — ami nem igényel különösen nagy pontosságot, ellenben érzéketlennek kell lennie túlterhelésekkel szemben és bizonyos mértékig robusztus konstrukciót kívánnak meg — lágyvasas műszereket szoktak alkalmazni. Mindegyik fajta műszer hitelesíthető áram- vagy feszültségértékre. A kettő csupán kapcsolásában tér el egymástól, ami ismét nem más, mint a Kirchhoff-féle törvények egy gyakorlati alkalmazása; a most következőkben ezzel kívánunk röviden foglalkozni. Az árammérő műszereket A-ben (ill. mA-ben vagy  $\mu$ A-ben) hitelesítik. Ezeknek a műszereknek a belső ellenállása lehetőleg kicsi legyen, hogy minél kisebb legyen



6. ábra. A-mérő méréshatárának a megnövelése

magán a műszeren levő feszültség, és így minél kisebb lehessen a mérés hibája. Árammérő kapcsolást mutat be a 6. ábra. A műszer a T telepből és az R ellenállású fogyasztóból álló áramkörben van; a teljes áram keresztülfolyik az A-mérőn, és a mutatót kitéríti; az áramerősség értéke a hitelesített skálán leolvasható. Gyakran előfordul azonban, hogy a műszer méréshatára kisebb, mint a mérendő áram. Ilyenkor meg kell növelni a műszer méréshatárát, ami az 1. Kirchhoff-féle törvény felhasználásával történhet. A műszerrel az  $R_p$  ellenállást kapcsolják párhuzamosan; a műszeren az áramnak csak egy része folyik keresztül, a többit pedig a párhuzamos ellenállás veszi fel. A párhuzamos ellenállás (sönt) értékének a kiszámítását példa keretében mutatjuk be. Legyen pl. 1 mA végkitérésű műszerünk belső ellenállása  $50 \Omega$ ; a műszer méréshatárát 100 mA-ra kell megnövelnünk. Ezt úgy érhetjük el, ha a mérőberendezés összellenállását a műszer belső ellenállásának a századrészére, vagyis  $0,5 \Omega$ -ra csökkentjük. Olyan értékű söntöt kell tehát alkalmaznunk, amely a műszer  $50 \Omega$  ellenállásával párhuzamosan kapcsolva, eredőül  $0,5 \Omega$ -ot ad, vagyis

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{0,5} - \frac{1}{50} = \frac{100}{50} - \frac{1}{50} = \frac{99}{50}$$

$$R_p = \frac{50}{99} = 0,505 \Omega.$$

A söntnek tehát  $R_p = 0,505 \Omega$  ellenállásúnak kell lennie.



A feszültségmérő műszereket V-ban hitelesítik. Az árammérő műszerekkel ellentétben lehetőleg nagy belső ellenállásúaknak kell lenniök, minthogy — mint a 7. ábrán látható — a fogyasztóval párhuzamosan kapcsolódnak, tehát nincsenek a fő-áramkörben, hanem mellékáramkört képeznek, és áramfelvételüknek a lehető legkisebbnek kell lennie, hogy a feszültségforrást minél kevésbé terheljék, és így minél kisebb lehessen a mérés hibája. Ha kicsi a műszer méréshatára, akkor előtétellenállás (a 7. ábrán az  $R_e$  jelű ellenállás) alkalmazásával megnövelhető. Az előtétellenállás értékének a kiszámítása a 2. Kirchhoff-féle törvény alapján történik. Ha pl. az  $U_m = 10$  V végkitérésű, 10 k $\Omega$  belső ellenállású műszer méréshatárát  $U = 100$  V-ig kell megnövelnünk, akkor olyan előtétellenállást kell használnunk, amelyik  $100 - 10 = 90$  V feszültséget felvesz; ennek az értéke esetünkben  $R_e = 90$  k $\Omega$ . Az általános érvényű összefüggés:

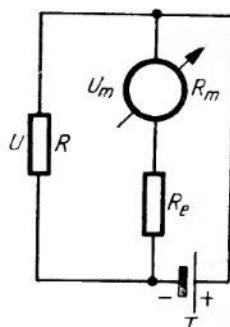
$$U : U_m = (R_e + R_m) : R_m,$$

amiből

$$\frac{R_m U}{U_m} = R_e + R_m$$

és

$$R_e = \frac{R_m U}{U_m} - R_m.$$



7. ábra. V-mérő méréshatárának a megnövelése

#### 4.28 Elektromos teljesítmény és munka

Ezt a két fogalmat ismét az áramló víz példájával magyarázhatjuk meg a legkönnyebben. Az áramló víz munkája a magasságkülönbség (ennek a megfelelője az elektromos feszültség) és az átáramlott vízmennyiség (ennek az elektromos megfelelője az áramerősség  $I$  az időtartam szorzata) szorzatából adódik, vagyis:

$$\text{munka} = \text{szintkülönbség} \cdot \text{vízmennyiség} = \text{feszültség} \cdot \text{áramerősség} \cdot \text{idő}.$$

A megfelelő jelöléseket alkalmazva a villamos áram munkájára a következő összefüggést írhatjuk fel:

$$W = U \cdot I \cdot t.$$

Ez a *Joule-féle törvény*.

Az időegység alatt végzett munkát a mechanikában teljesítménynek nevezik. A villamos áram teljesítménye ebből következően:

$$P = \frac{U \cdot I \cdot t}{t} = U \cdot I.$$

Ha a feszültséget V-ban, az áramerősséget pedig A-ben helyettesítjük be, akkor a teljesítmény watt-ban kapjuk (jele: **W**):

$$1 \text{ V} \cdot 1 \text{ A} = 1 \text{ W} = 1 \text{ joule/s.}$$

Gyakran azt kell kiszámítanunk, mekkora teljesítményt vesz fel az az ellenállás, amelyikre meghatározott feszültséget kapcsolunk, vagy amelyiken meghatározott erősségű áram folyik keresztül; ezt úgy kapjuk meg, hogy a teljesítményegyenletbe a

feszültséget vagy az áramerősséget Ohm törvénye alapján kifejezve helyettesítjük be:

$$P = U \cdot I = I \cdot R \cdot I = I^2 \cdot R,$$

vagy

$$P = U \cdot I = U \cdot \frac{U}{R} = \frac{U^2}{R}.$$

Ha a  $W$ -ban megadott teljesítményt megszorozzuk a  $s$ -ban mért időtartammal, akkor megkapjuk a végzett munkát wattmásodpercben (jele:  $Ws$ ).

$$\begin{aligned} 1 \text{ Ws} &= 1 \text{ V} \cdot 1 \text{ A} \cdot 1 \text{ s} = 1 \text{ joule (J)}, \\ 3 \text{ 600 Ws} &= 1 \text{ wattóra (Wh)}, \\ 3 \text{ 600 000 Ws} &= 1 \text{ kilowattóra (kWh)}. \end{aligned}$$

#### 4.29 Az energia villamos egyenértéke

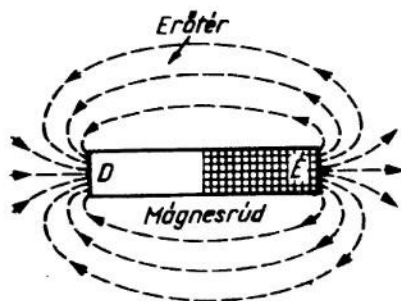
A villamosenergia átalakítható másfajta energiává, ill. másfajta energiából való átalakítás útján nyerhető. Éppen ezért a villamos mértékegységben megadott munkát, ill. teljesítményt át kell tudnunk számítani másfajta mértékegységben kifejezett munkára, ill. teljesítményre. A következőkben megadjuk a gyakorlatban leghasználatosabb egyenértékeket:

$$\begin{aligned} 1 \text{ LE} &= 736 \text{ W} = 75 \text{ mkp/s}, \\ 1 \text{ Ws} &= 0,24 \text{ cal}, \\ 1 \text{ kW} &= 1,36 \text{ LE}, \\ 1 \text{ kWh} &= 860 \text{ kcal}, \\ 1 \text{ mkp/s} &= 9,81 \text{ W}, \\ 1 \text{ W} &= 0,102 \text{ mkp/s}. \end{aligned}$$

### 4.3 AZ ELEKTROMÁGNESES TÉR

#### 4.31 A mágnesség

Mágneseknek nevezünk az olyan testeket, amelyek a vasdarabokat magukhoz vonzzák és ott is képesek tartani azokat. A mágnesség jelenségét több, mint 2000 évvel ezelőtt fedezték fel egyes, a kisázsiai Magnesia város közelében talált ásványokkal (mágnesvaskő,  $\text{Fe}_3\text{O}_4$ ) kapcsolatban. A mai rúd- vagy patkóalakú állandó mágnesek acélból, vagy különleges, kemény mágneses ötvözetekből készülnek. Ha a közönséges mágnesrúdra papírlapot helyezünk, és arra vasreszeléket szórunk, akkor ez — főképpen akkor, ha a papírlapot enyhén rázzuk vagy pöcögtetjük — a mágneses erővonalak mentén helyezkedik el; az erővonalak a rúd egyik végétől a másik felé haladnak. A rúd végei az ún. mágneses sarkok vagy pólusok. A mágneses erővonalak a rúd északi sarkából lépnek ki, a rúd másik végén, a déli sarkhoz záródnak, ahonnan a rúd belsejében haladnak tovább,



8. ábra. Rúdmágnes erővonalrendszere

és végül visszaérkeznek az északi sarkhoz. A mágneses erővonalak tehát önmagukba záródnak; nincs sem kezdetük, sem végük (8. ábra).

A mágneses sarkok „északi” és „déli” megjelölése teljesen önkényes, és azzal magyarázható, hogy maga a Föld is mágnesként viselkedik, aminek a következtében a szabadon felfüggesztett mágnesrúd a Föld mágneses terének az erővonalai irányába helyezkedik el (iránytű). A mágnesrúd északi irányba mutató sarka az északi, a másik a déli sark. A mágneses kölcsönhatás törvénye: azonos mágneses sarkok taszítják, ellentétes mágneses sarkok vonzzák egymást. Ebből a törvényből az következik, hogy a Föld északi sarka mágneses szempontból déli sark, és megfordítva.

Ha a mágnesrudat középen kettévágjuk, akkor két mágnest kapunk, mind a kettőnek van északi és déli sarka. A mágneseket tovább osztva, egyre kisebb mágnesekhez jutunk, amelyek mindegyikének megvan a maga északi és déli sarka. Végeredményképpen igen kis mágneseket, ún. elemi (molekuláris) mágneseket kapunk. Elszigetelt mágneses sarkok tehát nem léteznek, csak póluspárok, ami teljes összhangban van a mágneses erővonalak zárttságával.

Valamely felületen áthaladó összes erővonalak számát mágneses áramnak (fluxus-nak) nevezzük, és a  $\Phi$  betűvel jelöljük. Egysége a weber (rövidített jele: Wb), vagy más néven voltszekundum (rövidített jele: Vs). Régebben használt gyakorlati egysége a maxwell; a két egység közötti összefüggés:

$$1 \text{ maxwell} = 10^{-8} \text{ Vs, illetve } 1 \text{ Vs} = 10^8 \text{ maxwell.}$$

A mágneses erővonalak mindig a legkisebb ellenállású utat igyekeznek követni. A légtér, a levegő és a gázok mágneses vezetőképessége igen kicsi. A vas, a nikkel, a kobalt és más anyagok mágneses vezetőképessége sokkal nagyobb. Ha ilyen anyagokat helyezünk a mágneses térbe, akkor az erővonalak ezekben összesűrűsödnek.

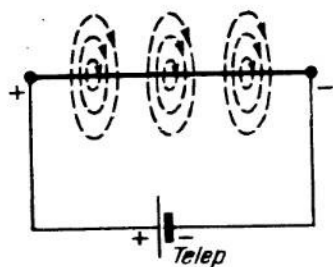
A mágneses vezetőképességet permeabilitásnak nevezik; maga a szó „áthatolhatóság”-ot jelent. A permeabilitást a  $\mu$  betűvel szokás jelölni. A különféle anyagokat a vákuméhoz, ill. az ezzel csaknem azonos mágneses tulajdonságú levegőéhez viszonyított, ún. relatív permeabilitásuk ( $\mu_r$ ) alapján csoportosítjuk. Azokat az anyagokat, amelyeknek a relatív permeabilitása a vákuuménál kisebb, vagyis  $\mu_r < 1$ , diamágneses anyagoknak, amelyeké a vákuménál nagyobb, vagyis  $\mu_r > 1$ , paramágneses anyagoknak, amelyeké pedig a vákuménál sokkal nagyobb, vagyis  $\mu_r \gg 1$ , ferromágneses anyagoknak nevezzük.

Bizonyos készülékekhez igen nagy permeabilitású alkatrészekre van szükség. Hangfrekvenciás készülékekben, pl. elektromos hangszedőkhöz, igen kis méretű hangfrekvenciás transzformátorokhoz, valamint hatásos mágneses árnyékolás céljára különleges ötvözeteket, mint pl. permalloy-t, supermalloy-t, vagy mumetallt használnak, amelyeknek rendkívül nagy — több tízezer, sőt százezer — a maximális relatív permeabilitásuk.

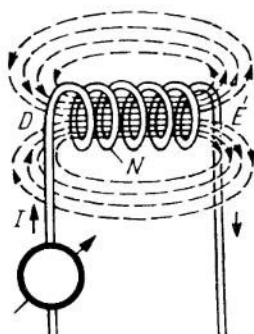
#### 4.32 Az elektromágnesség

Minden vezető, amelyen elektromos áram halad át, mágnesként viselkedik. Az áramátjárta vezető körül mágneses tér alakul ki (9. ábra); az erővonalak zárt kör alakúak, és a vezetőre merőleges síkban helyezkednek el. A jelenség áramátjárta tekercs esetén a legérthetőbb, amikor az erővonalak összesűrűsödnek, és — különösen a tekercs belsejében — koncentrált mágneses tér keletkezik. Az erővonalak a tekercsen belül

és a tekercsen kívül is haladnak; a tekercs mágnesrúdhoz hasonlít, van északi és déli sarka, vasdarabokkal és más ferromágneses anyagokkal szemben úgy viselkedik, mint az állandó mágnes (10. ábra). A mező alakja a tekercs alakjától és méreteitől függ. A hosszú, hengeres tekercs (szolenoid) mágneses mezeje más, mint a lapos, vagy a gyűrű alakú tekercs (toroid).



9. ábra. Áramátjárta vezető mágneses tere



10. ábra. Hengeres tekercs (szolenoid) mágneses tere

A mágneses tér egyik jellemző tulajdonsága a térerősség, helyesebb, de kevésbé elterjedt nevén: mágneses gerjesztettség. Vektormennyiség, amelynek nemcsak nagysága van, amely a gerjesztettség mértékét határozza meg, hanem iránya is, amely a mágneses tér irányát mutatja.  $\mathbf{H}$  betűvel jelöljük. Nagysága egyenesen arányos a gerjesztő áram erősségével, és fordítva arányos a tekercs hosszúságával. Egysége: A/m. Régebben használt gyakorlati egysége az oersted (rövidített jele: Oe). A két egység közötti összefüggés:

$$1 \text{ Oe} = 79,6 \text{ A/m, illetve } 1 \text{ A/m} = 0,01256 \text{ Oe.}$$

Ha az áramátjárta tekercs (szolenoid) belsejébe vasmagot helyezünk, akkor a mágneses hatás a többszörösére nő. A vasban a molekuláris áramok a gerjesztés hatására rendeződnek, és a mágneses tér erőssége lényegesen nagyobb lesz. A mágneses tér másik jellemző tulajdonsága, amely megadja, hogy egy bizonyos anyagban adott gerjesztés hatására milyen erősségű mágneses tér alakul ki, vagyis hogy mekkora lesz a mágneses erővonalak sűrűsége: a mágneses indukció (tulajdonképpen ezt volna helyesebb „térerősség”-nek nevezni). Szintén vektormennyiség, amelynek az iránya ugyancsak a mágneses tér irányát mutatja, vagyis egybeesik a gerjesztettség vektorának az irányával.  $\mathbf{B}$  betűvel jelöljük. Nagysága egyenesen arányos a fluxussal, és fordítva arányos a felülettel, amelyen a fluxus áthalad. Egysége:  $\text{Wb/m}^2 = \text{Vs/m}^2 =$  tesla, rövidített jelölése: T. Régebben használt gyakorlati egysége a gauss. A két egység közötti összefüggés:

$$1 \text{ gauss} = 10^{-4} \text{ T, illetve } 1 \text{ T} = 10^4 \text{ gauss.}$$

A mágneses indukció és a gerjesztettség közötti összefüggés:

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H},$$

ahol az arányossági tényező a már említett mágneses permeabilitás. A vákum permeabilitása:

$$\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/Am.}$$

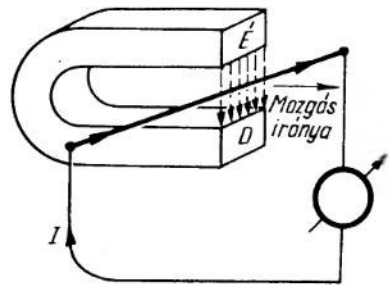
Más anyagok permeabilitását mint a vákum permeabilitásának és az illető anyagra jellemző relatív permeabilitásnak a szorzatát adhatjuk meg:

$$\mu = \mu_0 \mu_r.$$

A levegő relatív permeabilitása közel 1, a levegő mágneses tulajdonságai tehát — dielektromos tulajdonságaihoz hasonlóan — a vákumével azonosaknak tekinthetők. Levegő esetén tehát nem nő meg az erővonalak sűrűsége, és az erővonalkép is ugyanolyan, mint légüres térben.

### 4.33 Az elektromágneses indukció

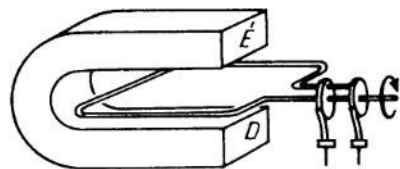
Az elektromos áram mágneses teret kelt. Megfordítva: a mozgó, vagy változó erősségű mágneses tér a vezetőben elektromos áramot hoz létre (indukál). Ezt a folyamatot, amelynek során mágneses erőter felhasználásával elektromosság keletkezik, elektromágneses indukciónak nevezzük; nem szabad összetéveszteni a  $\mathbf{B}$  mágneses indukcióval, amelyet az előző fejezetben tárgyaltunk. Az elektromágneses indukciót (11. ábra) *Michael Faraday*, angol kutató fedezte fel 1831-ben, lényege a következő: ha mágneses térben a mágneses erővonalakra merőlegesen vezetőt mozgatunk, akkor a vezetőben feszültség indukálódik; ha az áramkör zárt, akkor áram is folyik benne. Nagyobb indukált feszültséget kapunk, ha pl. tekercs belsejében mozgatunk egy rúd-mágneset, ilyenkor ugyanis a sorbakapcsolt menetekben keletkező feszültségek összeadódnak. Amikor a mágneset betoljuk a tekercsbe, akkor feszültség-, ill. áramlökés keletkezik; a mágnes kihúzásakor ellenkező irányú feszültség-, ill. áramlökést kapunk. Amíg a mágnes mozog, addig tart a feszültség indukálása, azonnal megszűnik azonban, amint a mágnes nyugalmi helyzetbe kerül. Az elektromágneses indukció tehát a mágneses tér, a mozgás és a feszültség, ill. az áram között létesít kapcsolatot. Az indukált feszültség annál nagyobb, minél gyorsabb a mágneses térnek a vezetőhöz viszonyított megváltozása.



11. ábra. Elektromágneses indukció

### 4.34 A váltakozó áram

Ha az állandó mágnes sarkai között vezetőkhurkot forgatunk (12. ábra), akkor a hurokban indukált feszültség hullám alakú (váltakozó feszültség). A legerősebb az indukció, tehát a legnagyobb az indukált feszültség akkor, amikor a hurok éppen a mágnes sarkai között halad el; ilyenkor ugyanis a vezeték merőlegesen metszi az erővonalakat, ami nagy térerősségváltozásnak felel meg. Amikor a hurok az erre merőleges helyzeten halad át (vagyis éppen párhuzamos a mágnessarkokkal), gyakorlatilag egyáltalában nem metsz erővonalat; az indukált feszültség pillanatnyi értéke ilyenkor nulla. A hurok 360°-os körülfordulása a váltakozó feszültség egy teljes periódusának felel meg. A feszültség a teljes periódus alatt kétszer éri el a legnagyobb értékét (egy

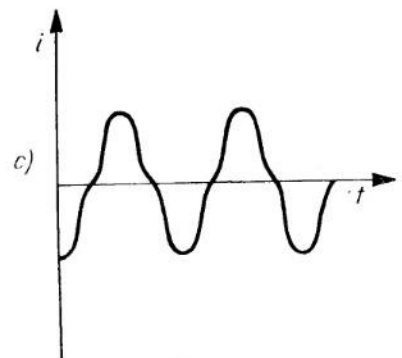
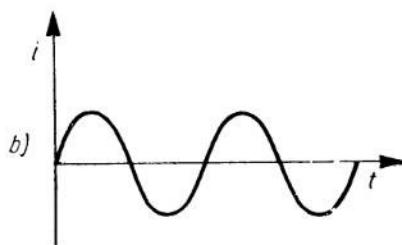
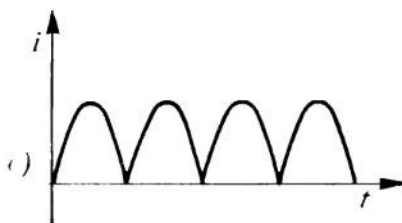


12. ábra. A váltakozóáramú generátor elvi szerkezete

pozitív és egy negatív maximum), a maximumok között pedig mindig áthalad a nulla értéken.

Ha a váltakozó feszültségre fogyasztót kapcsolunk, akkor ezen váltakozó áram folyik át, ami — a feszültségnek megfelelően — periodikusan változtatja az irányát és a nagyságát, ellentétben az egyenárammal, amelynek az iránya és a nagysága állandó. A 12. ábrán bemutatott induktor, amely a váltakozó áramú generátor elvét ábrázolja, áramirányváltóval kiegészítve, lökettő egyenáramot állít elő; az áramirányváltót a gyakorlatban kommutátornak nevezik, és az a szerepe, hogy a feszültség nullaátmenetének a pillanatában felcserélje a hurok két végét, aminek a következtében az induktor kapcsain a feszültség iránya nem változik meg.

A generátorok tehát — az előbb mondottak értelmében — váltakozóáramúak és egyenáramúak is lehetnek. A vezetékhurkot vasmagra csévéltekercs (armatúratekerccs) helyettesíti, amely egy vagy több póluspár előtt halad el.



13a–c ábra. Különböző hullámalakú váltakozó áramok

#### 4.341 A váltakozó áram alakja

A vázolt módon — kommutáció útján — előállított egyirányú áram távolról sem egyenletes, hanem hullámszerű, lökettő jellegű (13a ábra). Ilyenfajta egyirányú áram keletkezése úgy is elképzelhető, hogy tiszta egyenáramra váltakozó áramot szuperponálunk.

A tiszta váltakozó áramot az jellemzi, hogy a feszültség, ill. az áramerősség átlagos értéke nulla: a pozitív félperiódusa éppen akkora, mint a negatív. A tiszta váltakozó áram alakja a szinusz alak (13b ábra). A nem szinusz alakú váltakozó áram felharmonikusokat tartalmaz, annál többet, minél jobban eltér az áramgörbe alakja a szinuszgörbétől (13c ábra). Igen nagy a felharmonikus-tartalmuk pl. a négyszöghullámoknak (ilyen alakú a multivibrátorok kimenő jele).

#### 4.342 A váltakozó áram frekvenciája

Minden váltakozó áram igen fontos jellemzője a frekvenciája, vagyis az időegységenkénti periódusszáma, amelynek a mértékegysége — Heinrich

Hertz, német fizikus tiszteletére — a hertz (jele: Hz).

$$1 \text{ Hz} = 1 \text{ periódus/s,}$$

a frekvencia dimenziója tehát  $1/\text{s}$ , vagy  $\text{s}^{-1}$ .

$$1000 \text{ Hz} = 1 \text{ kilohertz (kHz),}$$

$$10^6 \text{ Hz} = 1 \text{ megahertz (MHz).}$$

A hálózati váltakozó feszültség szokásos frekvenciája 50 Hz. A 10 kHz alatti frekvenciákat kisfrekvenciáknak, a 10 kHz fölöttieket nagyfrekvenciáknak nevezzük. Más — részben a rádiótechnikán kívül használatos — frekvenciatartomány-elnevezések:

- 20 kHz alatt: hangfrekvenciák,
- 20 és 100 kHz között: ultrahangfrekvenciák,
- 100 kHz fölött: rádiófrekvenciák.

A rádiófrekvenciák szokásos felosztása a következő:

- 100 kHz — 525 kHz (3000 m — 570 m): hosszú hullámok,
- 525 kHz — 1,6 MHz (570 m — 187 m): középhullámok,
- 1,6 MHz — 3 MHz (187 m — 100 m): átmeneti sáv (halászsáv),
- 3 MHz — 30 MHz (100 m — 10 m): rövid hullámok,
- 30 MHz — 300 MHz (10 m — 1 m): ultrarövid hullámok,
- 300 MHz — 300 000 MHz (1 m — 1 mm): mikrohullámok,

300 000 MHz fölötti frekvenciák: hosszúhullámú infravörös sugárzás, amely a hullámhosszúság csökkenésével (vagyis a frekvencia növekedésével) a látható fény tartományába megy át. Ezt követik az ultraibolya-sugarak, a röntgen-sugarak, a gamma-sugarak és a kozmikus sugárzás.

Szigorúan a hullámhosszúságot figyelembe vevő elnevezések:

- 100 kHz — 300 kHz (3000 m — 1000 m): kilométer-hullámok,
- 300 kHz — 3 MHz (1000 m — 100 m): hektométer-hullámok,
- 3 MHz — 30 MHz (100 m — 10 m): dekaméter-hullámok,
- 30 MHz — 300 MHz (10 m — 1 m): méter-hullámok,
- 300 MHz — 3 000 MHz (1 m — 10 cm): deciméter-hullámok,
- 3 000 MHz — 30 000 MHz (10 cm — 1 cm): centiméter-hullámok,
- 30 000 MHz — 300 000 MHz (1 cm — 1 mm): milliméter-hullámok.

Ez a rövid áttekintés, amelyet a váltakozó áramú rezgések spektrumáról adtunk, érzékeltetheti a villamos jelenségek sokféleségét. Eltekintve attól, hogy keletkezésük és hatásuk egymástól eltérő, valamennyire egyformán érvényesek a váltakozó áramok alaptörvényei.

#### 4.343 Az egyenáram és a váltakozó áram összehasonlítása

A feszültség és az áram méréséről, valamint a villamos áram teljesítményének és munkájának a kiszámításáról a 4.27 és a 4.28 pontokban már megemlékeztünk. Az ott közölt fejtegetések csak egyenáramra vonatkoztak; váltakozó áram esetén még ennek bizonyos jellegzetességeit is figyelembe kell venni. Ha pl. a szokásos, 220 V feszültségű hálózaton végeznénk méréseket, olyan kis tehetetlenségű műszerrel, amely a rezgéseket követni tudná, tehát pl. oszcilloszkóppal, akkor a következő figyelemreméltó megállapításokat tehetnők: a feszültség folyamatosan ingadozik +310 V és -310 V között, tehát messze túlhaladja a várt 220 V értéket. Ez a látszólagos túlfeszültség



(csúcsfeszültség) csak egész rövid ideig tart, a csúcserkékek között pedig a feszültség egészen nulláig csökken. Ez a magyarázata annak, hogy ez a túlfeszültség miatt nem rongálja meg az eredetileg csak 220 V feszültségre méretezett készülékeket és izzólámpákat. Közelebbi vizsgálat kedvéért kapcsoljunk be két egyforma merülő forralót, az egyiket 220 V feszültségű egyenáramra, a másikat 220 V feszültségű váltakozó áramra, és mind a kettőt tegyük 1—1 liter vízbe. Bizonyos idő elteltével megállapíthatjuk, hogy mind a két forraló ugyanannyi meleget fejlesztett, amiből azt következtethetjük, hogy melegfejlesztés, ill. teljesítmény szempontjából a 220 V feszültségű egyenáram és a 220 V feszültségű váltakozó áram között nincs különbség, annak ellenére, hogy a váltakozó feszültség értéke időnként a 310 V-ot is eléri. A váltakozó áramnak ezt a látszólagos túlfeszültségét csúcsfeszültségnek, a 220 V-ot pedig hatásos vagy effektív feszültségnek nevezzük. A csúcsfeszültség és az effektív feszültség között a következő összefüggés áll fenn:

$$U_{\text{eff}} = \frac{U_{\text{csucs}}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{\text{csucs}}}{1,414} = 0,707 U_{\text{csucs}}$$

és

$$U_{\text{csucs}} = 1,414 U_{\text{eff}}$$

Természetesen ugyanez érvényes az áramra is, tehát

$$I_{\text{eff}} = 0,707 I_{\text{csucs}}$$

$$I_{\text{csucs}} = 1,414 I_{\text{eff}}$$

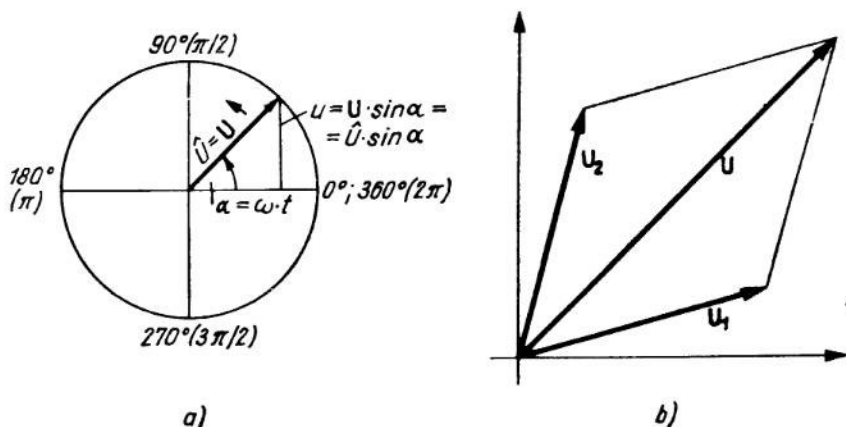
Esetleges átütések elkerülése végett szigeteléseknél és kondenzátoroknál a csúcsfeszültséget kell figyelembe venni.

Az egyenáram és a váltakozó áram vegyi hatása eltérő. Míg az egyenáram elektrolitikus bontást végez, addig a váltakozó áramnál ilyen hatás nem lép fel, minthogy az áram irányának az állandó megváltozása következtében az oldatban, ill. olvadékban levő ionok mozgási iránya is folytonosan változik, így észrevehető anyagkiválasztás (elektrolízis) nem következhet be.

A 4.28 pontban megadott, az áram hőhatására vonatkozó összefüggések (*Joule* törvénye stb.) a váltakozó áramra is érvényesek; a feszültséget és az áramot effektív értékben kell behelyettesíteni.

#### 4.344 Rezgési folyamatok vektoriális ábrázolása

A 13b ábra a váltakozó áramot Descartes-féle derékszögű koordinátarendszerben ábrázolja. Számítások és grafikus ábrázolás céljára gyakran előnyös a 14. ábrán bemutatott polárkoordinátarendszer alkalmazása. Az ábrázolandó mennyiséget, tehát az  $U$  feszültséget vagy az  $I$  áramot körben forgó nyílként (vektorként) rajzoljuk; a vektor egy teljes körülfordulása a váltakozó feszültség, ill. áram egy periódusának felel meg. A vektoriális ábrázolás a szóbanforgó mennyiségnek nemcsak a számszerű értékét, hanem a számszerű értéknek az idő függvényében végbemenő változását is szemlélteti. A vektor nullahelyzetéből (jobbra mutató vízszintes helyzet) kiindulva, matematikailag pozitív értelemben (vagyis az óramutató járásával ellentétesen) forog a koordinátarendszer kezdőpontja körül. Nagy előnye ennek az ábrázolásnak, hogy segítségével igen könnyen megállapítható a feszültség, ill. az áram pillanatnyi értéke,



14a és b ábra. A feszültség vektoriális ábrázolása

Íránya és fázisszöge is; ez utóbbin a vektornak a nullavonallal bezárt  $\alpha = \omega t$  szögét értjük, amely nullától kiindulva  $360^\circ$ -ig az eltelt idővel arányosan nő.  $90^\circ$ -nál van a pozitív maximum,  $180^\circ$ -nál a pozitív értékekből a negatív értékekbe való nulla-átmenet,  $270^\circ$ -nál a negatív maximum és  $360^\circ$ -nál a negatív értékekből a pozitív értékekbe való nulla-átmenet. A feszültség, ill. az áram pillanatnyi értékét a vektor csúcsából a nullavonalra bocsátott merőleges egyenesdarab hossza ábrázolja.

Fel kell hívnunk a figyelmet arra, hogy szög helyett gyakran a szögnek az egységsugarú ( $r = 1$ ) körben megfelelő ívhosszúságot adják meg. A kör kerülete  $2\pi r$  ( $\pi = 3,14$ ). Az egységsugarú kör kerülete eszerint  $2\pi$ , ami  $360^\circ$ -os szögnek felel meg. A félkör, vagyis a  $180^\circ$ -os szög ennek megfelelően  $\pi$ ,  $90^\circ$ -nak  $\pi/2$ ,  $270^\circ$ -nak  $3\pi/2$  felel meg, és így tovább.

Gyakran előforduló fogalom az  $\omega$  szögsebesség, más néven körfrekvencia. Ez a frekvencia és  $2\pi$  szorzata, vagyis

$$\omega = 2\pi f.$$

Dimenziója — éppen úgy, mint a frekvenciáé:  $s^{-1}$ . A rádiótechnikában igen gyakran használják.

A vektormennyiségeket dőlt, félkövér betűvel, a nem irányított, ún. skalár-mennyiségeket dőlt, világos szedésű betűvel jelöljük, és pedig:

- a vektor abszolút értékét általában dőlt, világos nagy betűvel;
- periodikusan változó mennyiség vektorának az abszolút értékét dőlt, világos nagy betűvel, föléje írt felfelé mutató ékkel;
- periodikusan változó mennyiség effektív értékét dőlt, világos nagy betűvel;
- periodikusan változó mennyiség pillanatnyi értékét dőlt, világos szedésű kis betűvel.

Így pl.  $U$  egy feszültség vektora,  $\hat{U}$  az abszolút értéke,  $U$  az effektív értéke,  $u$  pedig a feszültség pillanatnyi értéke (14a ábra). A 14b ábra vektoriális összeadást mutat be, amit értelemszerűen használhatunk feszültségek, áramok, ellenállások stb. összegezésénél. Ez a matematikailag meglehetősen bonyolult feladat játszva oldható meg grafiku-

san a paralelogramma-módszerrel. Az eredő nagysága és vektorának a fázisszöge a rajzból közvetlenül leolvasható.

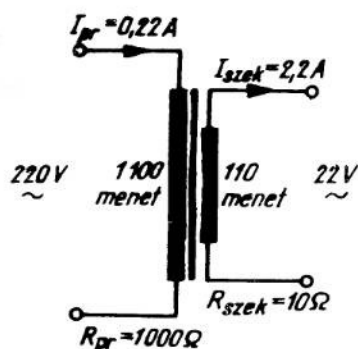
Elektroncsöves áramkörök feszültségeit és áramait az itt közölttől eltérően jelöljük; az ott alkalmazott jelöléseket az elektroncsövekkel foglalkozó fejezetben ismer-tetjük.

#### 4.35 A transzformátor

Ha egy tekercs belsejében megváltozik a mágneses erővonalak sűrűsége, ill. a fluxus, akkor ez a tekercsben feszültséglökést eredményez. Az közömbös, hogy az erővonal-sűrűség megváltozása hogyan következik be, hogy állandó mágnes közelítése vagy távo-lítása, vagy elektromágneses tér megváltozása idézte-e elő. Ilyen változó mágneses tere van pl. a váltakozó áram által átjárt tekercsnek. Egy másik tekercsben, amelyet az előbbinek a mágneses terében helyezünk el, a gerjesztő primertekercsen átfolyó áram értékének a változása következtében fellépő mágneses térerősségváltozás feszültséget indukál, amelynek a nagysága a térerősségváltozás mértékétől és a szekundertekercs menetszámától függ. A primer- és a szekundertekercselés együtt alkotják a transzfor-mátort. A transzformátor több szekundertekercssel is készülhet. Segítségével váltakozó feszültségek és áramok tetszésszerinti mértékben átalakíthatók. Az átalakítás hatásfoka igen jó, minthogy az átalakításban mozgó alkatrészek nem vesznek részt, így kicsi lehet a veszteség. Nem szabad elfelejtenünk, hogy csak váltakozó áram, ill. lüktető egyenáram transzformálható, mert csak ezek keltenek változó mágneses teret. Az egyenáram más készülékek, így pl. forgó átalakító, rezgő átalakító, transzverter stb. segítségével transzformálható.

#### 4.351 Feszültségtranszformáció

Az ideális transzformátor primer és szekunder feszültségének a viszonya egyenlő a primer- és szekundertekercs menetszámának a viszonyával:



15. ábra. Transzformátor

$$U_{pr} : U_{szek} = m_{pr} : m_{szek}$$

Ezt a viszonyozsámot a transzformátor áttételének nevezik, és  $\acute{a}$  betűvel szokták jelölni. Jellemző még a transzformátorokra a menetszámnak és a feszültségnek a transzformátor méretei által meghatározott viszonya ( $m/U$ ), amelyből kiszámítható, hogy bizonyos megkívánt feszültség eléréséhez milyen menetszámú tekercsre van szükség. A 15. ábrán  $\acute{a} = 10 : 1$  áttételű transzformátor vázlatos ábrázolása látható; a transzformátor menetfeszültsége 0,2 V, ami  $m/U = 5$  menet/V értéknek felel meg, minthogy a menetek sorbakapcsolódnak, az egyes menetekben levő feszültségek pedig összeadódnak. A 220 V-ra méretezett primer tekercs ennek megfelelően 1100, a 22 V-ot szolgáltató szekundertekercs pedig 110 menetű. A gyakorlatban még a vasmagban és a tekercsekben keletkező veszteséget is figyelembe kell venni, éppen ezért a szekundertekercs menetszáma kb. 10%-kal nagyobb kell legyen.

**4.352 Áramtranszformáció**

Az áramtranszformáció meghatározásának az alapja az a megállapítás, hogy a veszteségmentes transzformátor primer- és szekunderteljesítménye egyenlő:

$$P_{pr} = P_{szek}$$

illetőleg

$$U_{pr} \cdot I_{pr} = U_{szek} \cdot I_{szek}$$

Ideális esetben tehát a szekunderfeszültség és a szekunderáram szorzata egyenlő a primerfeszültség és a primer áram szorzatával. A feszültség feltranszformálása tehát az áram letranszformálását jelenti, és megfordítva. A 15. ábra szerinti példában

$$P_{pr} = 220 \text{ V} \cdot 0,22 \text{ A} = 48,4 \text{ W}.$$

22 V szekunderfeszültség mellett a szekunder oldalon

$$I_{szek} = \frac{P_{pr}}{U_{szek}} = \frac{48,4 \text{ W}}{22 \text{ V}} = 2,2 \text{ A}$$

erősségű áramnak kellene folynia; a valóságban kialakuló áram — a veszteségek következtében — ennél kisebb. A szekunder oldal tehát

$$R_{szek} = \frac{U_{szek}}{I_{szek}} = \frac{22 \text{ V}}{2,2 \text{ A}} = 10 \Omega$$

értékű ellenállással terhelhető. Ha kisebb értékű ellenállást kapcsolunk rá, akkor ezzel túlterheljük a transzformátort, ami a szekunderfeszültség letörésében és megengedhetetlenül nagy primeráram fellépésében nyilvánul meg.

A transzformátortekercsek huzalvastagságának olyannak kell lennie, hogy a transzformátor névleges teljesítményével tartósan megterhelhető legyen. A megengedhető áramsűrűség vörösréz huzal esetén 2,5–3 A/mm<sup>2</sup>, a 15. ábra szerinti példában szereplő áramerősségekhez tehát a primeroldalon 0,35 mm, a szekunderoldalon 1,2 mm átmérőjű huzalra van szükség. A kívül fekvő menetek hűlési viszonyai jobbakk, éppen ezért az elméletileg számítottnál vékonyabb huzalból is készülhetnek.

**4.353 Ellenállástranzformáció**

Mint a 15. ábrán látható, a primeroldali ellenállás:

$$R_{pr} = \frac{U_{pr}}{I_{pr}} = \frac{220 \text{ V}}{0,22 \text{ A}} = 1000 \Omega,$$

a szekunderoldali ellenállás pedig:

$$R_{szek} = \frac{U_{szek}}{I_{szek}} = \frac{22 \text{ V}}{2,2 \text{ A}} = 10 \Omega.$$

A kettő viszonya:

$$R_{pr} : R_{szek} = 1000 : 10 = 100 : 1.$$

A transzformátor ellenállás-áttétele tehát a menetszámából, ill. a feszültségből számított áttétel négyzetével egyenlő.

#### 4.354 Transzformátorveszteségek

Mint már említettük, a transzformátorral  $\eta = 1 = 100\%$  hatásfok nem érhető el, mert az ideális, veszteség nélküli transzformátor nem valósítható meg. Természetesen igyekeznünk minél jobban megközelíteni az ideális állapotot; a most következő részben ennek a feltételeit ismertetjük.

Először is arra kell ügyelni, hogy a primertekercs mágneses tere teljes egészében járja át a szekundertekercset is, vagyis, hogy a két tekercs között  $100\%$ -os csatolás legyen. Hálózati- és hangfrekvenciás transzformátorok esetén ez úgy érhető el, hogy mind a két tekercset ugyanarra a tekercstestre csévélik fel, a vasmag pedig a tekercs belsejében foglal helyet. A vasmag zárt, vagyis a mágneses erővonalak a tekercsken kívül is vasban haladnak, és nem kell még valami más közegben is áthatolniuk. A gyakorlatban használatos alakú és nagyságú vasmagokat a Függelék egyik táblázatában találhatjuk meg. A vasmagban elkerülhetetlen légrés a lehető legkisebb legyen, éppen ezért a vasmagozást a legnagyobb gonddal kell végezni. Rádiófrekvenciás transzformátorokhoz különleges vasmagokat (RF porvasmag, ferrit stb.) használnak; készülnek vasmag nélküli rádiófrekvenciás transzformátorok is, a nagyobb frekvenciákon ugyanis könnyebben elérhető a szoros csatolás. A primer- és a szekundertekercset ilyenkor közvetlenül egymás mellé vagy egymás fölé csévélik, vagy — különleges esetekben (pl. változtatható csatolás kedvéért) egymáshoz képest eltolhatóan vagy elforgathatóan helyezik el.

A transzformátor hatásfoka szempontjából a szoros csatoláson kívül a vasmagban keletkező örvényáramveszteségek minél kisebb értékre szorítása a legfontosabb. A primer tekercs mágneses terének a változása minden vezetõben, így a vasmagban is szekunderáramot indukál, ami a legkevésbé sem kívánatos, mert a vasmag — és vele együtt a transzformátor — erős melegedését okozza, és lényegesen csökkenti a hatásfokot. A vasmagban indukált áramokat tehát alkalmas módon meg kell szüntetni, illetõleg minél kisebb értékûre kell szorítani. Ezt a célt szolgálja az a megoldás, hogy a vasmag különálló, egymástól elszigetelt lemezekbõl áll. A szabványos lemezvastagságokat és a szabványos lemezalakokat ugyancsak a Függelékben közölt összeállítás tartalmazza. Az egyes lemezeket oxid-, zománc- vagy papírrétegekkel szigetelik el egymástól. Minél nagyobb frekvencián akarjuk használni a transzformátort, annál vékonyabbaknak kell lenniök a lemezeknek. Gyakran alkalmaznak különleges ötvözeteket, így pl. permalloy-t, mumetall-t vagy sendust-ot. A rádiófrekvenciás vasmagok porvasmagok, amelyek kötõanyaggal (pl. műgyantával) sajtolt vasporból készülnek; fröccsöntéssel is elõállíthatók. Ugyancsak gyakran alkalmazzzák a különféle oxidokból összetett, nem vezetõ, lágy mágneses ferrit-anyagokat (manifer, ferroxcube) is.

Menetzárlatot, melegedést és kapacitív veszteséget okozhat a rossz szigetelés, a nem megfelelõ tekercselés, továbbá az, ha a tekercsek a szükségesnél kisebb keresztmetszetû huzalból készülnek. A huzal és a szigetelés megfelelõ méretezése révén ezek a veszteségek minimálisra csökkenthetõk.

#### 4.355 Transzformátorok üresjárású vesztesége

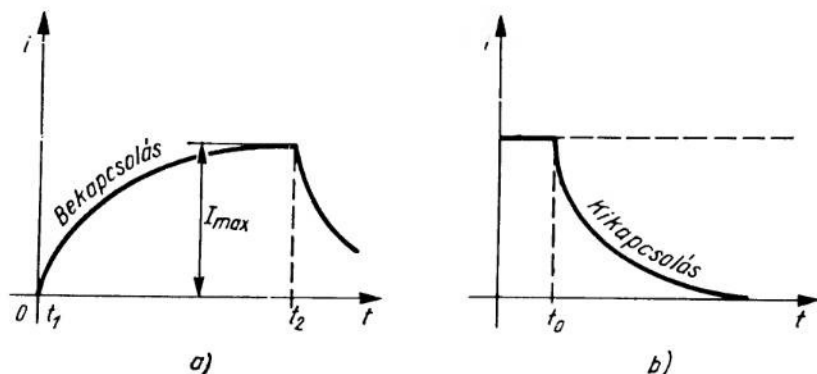
A terheletlen transzformátor is, amelynek a szekunder kapcsaihoz nem csatlakozik fogyasztó, felvesz valamennyi teljesítményt. Ez az ún. üresjárású teljesítmény, amelynek a nagyságát a már említett veszteségek határozzák meg; kis transzformátoroknál általában nem lépi túl a névleges teljesítmény  $20\%$ -át.

Az üresjárású teljesítmény áram- vagy feszültségméréssel nem lehet megállapítani,

hanem csakis teljesítménymérés útján, mert máskülönben a transzformátor meddő teljesítménye (erről a 4.37 pontban emlékezünk meg részletesebben) meghamisítaná a mérést.

### 4.36 Az induktivitás

Ha feszültséget kapcsolunk egy tekercsre, akkor az áram megindulásával egyidőben mágneses tér is létesül. A mágneses tér — amely kialakulása közben természetesen változó erősségű — a transzformátor szekunder tekercséhez hasonlóan magában a gerjesztett tekercsben is feszültséget indukál, amely a tekercsre kapcsolt primer feszültséggel ellenkező irányú. Ez az ellen-feszültség késlelteti a tekercsben folyó áram kialakulását, és a 16a ábrán látható áramgörbét hozza létre. Mint látható, a feszültség bekapcsolása után az áram csak fokozatosan éri el a tekercs ellenállása által



16a és b ábra. Induktivitás be- és kikapcsolásakor fellépő jelenségek

meghatározott maximális erősségét. Ha a feszültség kikapcsolásával egyidejűleg rövidre zárjuk a tekercset, akkor a fokozatosan eltűnő mágneses tér eredményeképpen az áram az eredetivel megegyező irányban még egy darabig tovább folyik, és csak lassan csökken le a nulla értékre (16b ábra). A tekercsnek azt a tulajdonságát, amely ezt a jelenséget okozza, induktitásnak vagy — szokásos, de nem helyes kifejezéssel — önindukciónak nevezik.

### 4.361 Az induktivitás mértékegysége

Az induktivitást  $L$  betűvel jelöljük; mértékegysége a henry (H), amelyet Henry amerikai fizikusról neveztek el. 1 H annak a vezetőnek az induktivitása, amelyben 1 V feszültség keletkezik akkor, ha a benne folyó áram erőssége 1 s alatt 1 A-rel megváltozik. A gyakorlatban a H-n kívül tört részei: a mH és a  $\mu\text{H}$  is használatosak;

$$1 \text{ mH} = 10^{-3} \text{ H},$$

$$1 \mu\text{H} = 10^{-6} \text{ H}.$$

A tekercs induktivitása a következő tényezők függvénye:

1. a tekercs  $m$  menetszáma; az induktivitás a menetszám négyzetével arányos, mint-hogy a menetszám a mágneses tér erősségét és az indukált feszültség nagyságát is befolyásolja;

2. a tekercsen belüli erővonalak  $l$  hosszúsága; ennek a pontos megállapítása roppant bajos; legfeljebb hosszú, hengeres tekercs, vagy gyűrű alakú tekercs esetén határozható meg mérés-technikai szempontból elfogadható pontossággal;
3. a tekercselés által körülvelt  $A$  felület;
4. a mag anyagának a permeabilitása.

A felsorolt mennyiségek közötti összefüggés a következő:

$$L = k\mu \frac{m^2 A}{l}$$

A  $k$  arányossági tényező a tekercs méreteitől, pontosabban az átmérőjének és a hosszúságának az arányától függő, csak megközelítő pontossággal kiszámítható állandó. Ha a tekercs hosszúsága az átmérőjéhez képest igen nagy, akkor megközelítően 1-nek vehető; ilyen alakú, vasmentes szolenoid induktivitása tehát megközelítően:

$$L = \mu_0 \cdot \frac{m^2 A}{l} = 1,256 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{m^2 A}{l}$$

Ha  $A$  értékét  $m^2$ -ben,  $l$  értékét pedig  $m$ -ben helyettesítjük be, akkor  $L$  értékét  $H$ -ben kapjuk meg. Ha a kényelmesebb számítás kedvéért  $A$  értékét  $cm^2$ -ben,  $l$  értékét pedig  $cm$ -ben kívánjuk behelyettesíteni, akkor az eredményt még 100-zal osztani kell, vagyis ebben az esetben:

$$L_{[H]} = 1,256 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{m^2 \cdot A_{[cm^2]}}{l_{[cm]}}$$

Az összefüggés csak megközelítő számításokra használható; az induktitás pontos számítása az erővonalak nehezen megállapítható hosszúsága folytán nem valósítható meg.

#### 4.362 Induktivitások soros és párhuzamos kapcsolása

Az előző pontban mondottak értelmében a tekercs menetszámának a megkettőzése az induktivitását a négyszeresére növeli. Ez a kapcsolat azonban csak abban az esetben érvényes, ha valamennyi menetnek közös mágneses tere van. Ha ugyanis két egyforma tekercset úgy kapcsolunk sorba, hogy mágneses tereik nem hatnak egymásra, akkor az eredő induktivitás csak az eredeti kétszerese. Az olyan tekercsek induktivitása, amelyeknek nincs közös mágneses terület, sorba- és párhuzamosan kapcsoláskor úgy kezelhetők, mint az ellenállások. Sorbakapcsoláskor az induktivitások összeadódnak:

$$L = L_1 + L_2 + \dots + L_n.$$

Két tekercs párhuzamos kapcsolása esetén az eredő induktivitás:

$$L = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2}.$$

Tetszőszerinti számú tekercs párhuzamos kapcsolása esetén pedig

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \dots + \frac{1}{L_n}.$$



Ha két, egymással csatolásban levő tekercset úgy kapcsolunk sorba, hogy mágneses terük ellenkező értelmű, és így lerontják egymást, akkor az induktivitás nem nő, hanem csökken; ha a két mágneses tér egyenlő erősségű, akkor az eredő induktivitás:  $L = 0$ . Ennek a jelenségnek akkor vehetjük hasznát, ha induktívmentes tekercselést akarunk készíteni, pl. mérőellenállás céljára: ilyenkor kettős (bifiláris) tekercselést alkalmazunk, aminek a következtében az áram az egész tekercselést kétszer járja végig, és pedig ellenkező irányban.

#### 4.363 Az induktív ellenállás

Ha egy tekercsre váltakozó feszültséget kapcsolunk, akkor az induktivitás következtében az  $I$  áram bizonyos fázisszöggel késik az  $U$  feszültséghez képest (17. ábra). A feszültség és az áram tehát nem ugyanabban az időpontban éri el a csúcserőértékét, és nem esnek egybe a nullaátmeneteik sem. A feszültség és az áram közötti eltolódást fáziseltolódásnak nevezzük, és a  $\varphi$  szöggel jelöljük. A V-mérők és az A-mérők nem mutatják ezt a fáziseltolódást, mert ezek az effektív értékeket mérik, és nem a feszültség, ill. az áram időbeli helyzetét. A feszültség és az áram közötti fáziseltolódás annál nagyobb, minél nagyobb a tekercs induktivitása, és minél nagyobb a váltakozó áram frekvenciája.

A tekercs ellenállása váltakozó árammal szemben nagyobb, mint egyenárammal szemben. A tekercshozal rezisztív ellenállásán kívül ugyanis még *induktív ellenállása* is van, amely szintén annál nagyobb, minél nagyobb az induktivitás, és minél nagyobb a váltakozó áram frekvenciája. Az induktív ellenállást *meddő ellenállásnak* vagy *reaktanciának* is nevezik. Az ideális, veszteség nélküli tekercs ellenállása egyenárammal szemben nulla volna, váltakozó áram esetén pedig a reaktanciája a frekvencia növekedésével a végtelenhez közelednék. A reaktancia — a rezisztív (ohmos) ellenállással ellentétben — nem vesz fel teljesítményt, ezért is nevezik meddő ellenállásnak. Az induktív reaktancia a következő összefüggéssel fejezhető ki:

$$X_L = 2\pi fL = \omega L,$$

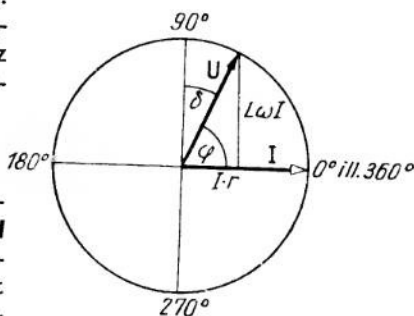
ahol  $X_L$  = az induktív reaktancia  $\Omega$ -ban,

$f$  = a frekvencia Hz-ben,

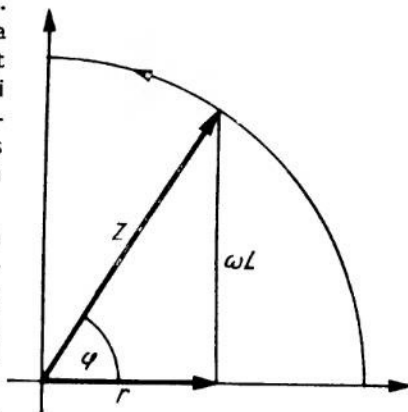
$\omega$  = a körfrekvencia  $s^{-1}$ -ben és

$L$  = az induktivitás H-ben.

Veszteségmentes tekercsek a valóságban nem léteznek; éppen ezért a reaktanciával elválaszthatatlanul együttjár egy bizonyos rezisztív ellenállás is (18. ábra). Az ábra



17. ábra. Veszteséget és induktivitást tartalmazó áramkör vektorábrája



18. ábra. Ohmos ellenállást és induktivitást tartalmazó kör fázisviszonyai

szerinti  $r$  rezisztív ellenállás a tekercshuzal ellenállásából és — vasmagos tekercs esetén — az  $r_v$  vasveszteségi ellenállásból tevődik össze. A vasveszteségi ellenállás a Joule-törvénynek megfelelően  $I^2 r_v$  veszteséget okoz, amely csak teljesítményméréssel határozható meg; ha a tekercs hatásos ellenállását egyenárammal megmérjük, akkor a mérés a vasveszteségi ellenállást nem foglalja magában. A hatásos és a meddő ellenállás összegezése vektorialisan végezhető; az eredőt látszólagos ellenállásnak vagy impedanciának nevezik; feszültség- és árammérés útján könnyen meghatározható. Ha a hatásos ellenállás nagyságát egyenáramú méréssel megállapítottuk, akkor a meddő ellenállás értékét is könnyen meghatározhatjuk, vagy az ábrának megfelelően grafikusán, vagy pedig számítással; a meddő ellenállásból — a frekvencia ismeretében — az induktivitás nagysága is kiszámítható. Az összefüggés — Pythagoras tételének felhasználásával — a következő:

$$Z = \sqrt{r^2 + X_L^2} = \sqrt{r^2 + \omega^2 L^2}.$$

Az összefüggés kismagyas váltakozó áram esetén hatásos és meddő ellenállások tetszőleges sorbakapcsolására érvényes. Nagyfrequenciás váltakozó áramok esetén még további veszteségek is fellépnek úgy, hogy különleges mérési eljárást kell alkalmazni (veszteségi szög mérése).

#### 4.364 Tekercsekben keletkező veszteségek

A tekercs veszteségei a feszültség és az áram közötti fáziseltolódás csökkenésében és a tekercs melegedésében (teljesítményfelvételben) nyilvánulnak meg. A veszteségek legfőbb okai:

1. a tekercshuzal rezisztív ellenállása,
2. a tekercs kapacitív veszteségei,
3. a tekercstestben és — vasmagos tekercs esetén — a vasmagban fellépő veszteségek (vö. a 4.354 ponttal).

A tekercs rezisztív ellenállása sohasem nulla, így a  $90^\circ$ -os fáziseltolódás a valóságban sohasem érhető el egészen. A fáziseltolódás elméleti  $\varphi = 90^\circ$  értéke és a valóban fellépő fázisszög különbségét veszteségi szögnek nevezik. A gyakorlatban ennek a  $\delta$  betűvel jelölt szögnek a tangensét szokás megadni, amelynek az értéke:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\text{hatásos ellenállás}}{\text{meddő ellenállás}} = \frac{r}{\omega L}.$$

A  $\operatorname{tg} \delta$ -t veszteségi tényezőnek nevezzük; reciprok értéke a tekercs jósági tényezője; jele  $Q$ , értéke:

$$Q = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} = \frac{\omega L}{r}.$$

#### 4.37 Meddő teljesítmény és látszólagos teljesítmény

A meddő ellenállás nem vesz fel hatásos — melegedést okozó — teljesítményt. Ennek a jelenségnek az oka a feszültség és az áram közötti  $90^\circ$ -os fáziseltolódásban keresendő. Egy teljes periódus tartama alatt ugyanis a teljesítmény (a feszültség és az áram szorzata) pozitív, nulla és negatív értékeket vesz fel, átlagos értéke pedig nulla. A hatásos ellenállás által felvett teljesítmény ezzel szemben váltakozó áram esetén is mindig

pozitív, mert hiszen a feszültség és az áram között nincs fáziskülönbség, szorzatuk az áram és a feszültség pozitív és negatív félperiódusában egyformán pozitív. A meddő teljesítmény a hálózat és a fogyasztó közötti folytonos teljesítményhintázásnak is tekinthető; az energia, amely az egyik félperiódusban a hálózatból a fogyasztóba folyt, a következő félperiódusban visszafolyik a fogyasztóból a hálózatba.

A látszólagos ellenállás ezzel szemben vesz fel határos teljesítményt is, éspedig annál többet, minél nagyobb a látszólagos ellenállás hatásos összetevője (vagyis minél kisebb a  $\varphi$  fáziseltolódás). A látszólagos teljesítménynek nevezett teljesítményt nem  $W$ -ban, hanem voltamper-ben ( $VA$ ) mérik. Ez a fogyasztón levő feszültség és a rajta átfolyó áram szorzatával egyenlő; az áram mért értékében a meddő áram is bennefoglaltatik. Ha csak a hatásos teljesítményt akarjuk megállapítani, akkor wattmérőt kell használnunk. A hatásos teljesítmény a látszólagos teljesítmény és a  $\varphi$  fázisszög koszinuszának a szorzata, míg a látszólagos teljesítmény és a fázisszög szinuszának a szorzata a meddő teljesítményt adja meg:

A meddőteljesítmény mértékegységének — voltamper-reaktív, rövidített jelöléssel  $VAR$  — a nevében a „reaktív” szó arra utal, hogy ez — a  $VA$ -ben mért látszólagos teljesítménnyel ellentétben — teljesen reaktív jellegű, hatásos összetevője egyáltalán nincs.

$$\begin{aligned} \text{látszólagos teljesítmény} &= S = UI \text{ (VA)} \\ \text{hatásos teljesítmény} &= P = UI \cdot \cos \varphi \text{ (W)} \\ \text{meddő teljesítmény} &= Q = UI \cdot \sin \varphi \text{ (VAR)} \end{aligned}$$

A  $\cos \varphi$ -t az elektrotechnikában teljesítménytényezőnek nevezik. Lehetőleg csak kevéssé szabad eltérnie 1-től, mert különben a meddő áram nagy mértékben igénybe veszi a hálózatot. Rossz teljesítménytényezőjük van az üresen járó motoroknak, transzformátoroknak és más, terheletlen induktív fogyasztóknak. A meddő áram csökkentésére (kompenzálására) párhuzamosan kapcsolt kondenzátorokat szoktak alkalmazni.

#### 4.4 AZ ELEKTROMOS TÉR

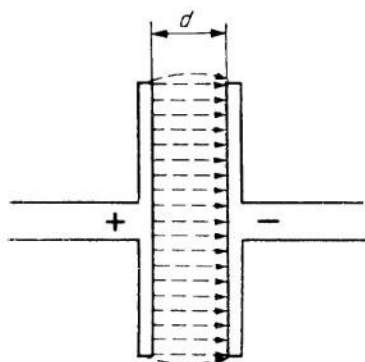
Minden elektromos töltést tér vesz körül, amelyet — a mágneses térhez hasonlóan — erővonalakkal ábrázolunk. A mágneses erővonalakkal ellentétben, az elektromos tér erővonalai nem folytonosak és önmagukba záródnak, hanem kezdetük és végük van; mindig egy elektromos jellegű testről indulnak ki, és egy ellentétes elektromos jellegű testhez záródnak; az elektromos jellegű testek tehát az elektromos tér forrásainak tekinthetők. Az erővonalak — megállapodás szerint — a pozitív jellegű test felől a negatív jellegű felé irányulnak, tehát a pozitívról indulnak ki. Az is régi megállapodás, hogy az elektromos áramot a feszültségforrás pozitív sarka felől a negatív sarka felé folyónak tekintik. Az elektromos és a mágneses törvények közötti összefüggéseket is ennek az áram-, illetve erővonal-iránynak a figyelembevételével állapították meg régebben. Ez természetesen mit sem változtat azon a tényen, hogy az áram, amelyet elektronok rendezett mozgása alkot, a valóságban éppen ellenkező irányú, mert hiszen az elektronok a feszültségforrás negatív sarka felől haladnak a pozitív sarka felé. (A régi megállapodások még akkoriban jöttek létre, amikor a negatív jellegű elektronok még nem voltak ismereteseek.)

Az ellentétes előjelű töltések között az elektromos tér erőhatást kelt, amely már a 4.16 pontból ismeretes (*Coulomb* törvénye, egyező előjelű töltések taszító, ellenkező előjelű töltések vonzó hatása). A mágneses térerősséghez hasonlóan az elektromos térerősség is vektormennyiség, amelynek a nagyságán kívül iránya is van, amely a vilamos tér irányába mutat.  $E$  betűvel jelöljük. Nagysága egyenesen arányos a tér forrásait alkotó töltések közötti feszültséggel, és fordítva arányos a közöttük levő távolsággal. Egysége:  $V/m$ .

#### 4.41 A síkkondenzátor

Ha két sík lemezre, amelyeket egymástól elszigetelve,  $d$  távolságban párhuzamosan helyezünk el, ellenkező előjelű töltéseket viszünk, akkor a 19. ábrán látható erőter alakul ki. Az ilyen, két egymástól elszigetelt lemezből — ún. fegyverzetből — álló elrendezést kondenzátornak nevezzük. Ha a fegyverzetek között  $U$  feszültség van, akkor a kialakuló tér erőssége:

$$E = \frac{U}{d} [V/cm].$$



19. ábra. Kondenzátor elektromos tere

Legyen a kondenzátor töltése  $U$  feszültség mellett  $Q$ . Ha a fegyverzetek közötti  $d$  távolságot a kétszeresére növeljük, akkor a feszültség is a kétszeresére nő. Ha a fegyverzetek közötti távolságot csökkentjük, akkor a feszültség is vele együtt csökken. Ha a feltöltött kondenzátor fegyverzeteinek a felületét a kétszeresére növeljük (pl. azáltal, hogy egy másik, ugyanakkora, de feltöltetlen kondenzátort párhuzamosan kapcsolunk vele), akkor a feszültség a felére csökken. Megfordítva: ha a fegyverzetek felületét csökkentjük,

akkor a feszültség a felület csökkenésével arányosan nő.

Végül pedig ha a fegyverzetek közötti teret valamilyen szigetelő anyaggal (ún. dielektrikummal) töltjük ki, akkor a feszültség értéke lecsökken; a csökkenés mértéke a dielektrikum anyagától függ. Ha a dielektrikumot eltávolítjuk, akkor a feszültség ismét eredeti értékére emelkedik.

Az elmondottakból az következik, hogy a  $Q$  töltés és az  $U$  feszültség bizonyos összefüggésben vannak egymással; a köztük levő kapcsolatot a kondenzátor fegyverzeteinek a mérete és a fegyverzetek közötti szigetelő anyag dielektromos tulajdonságai határozzák meg; ezek együttesen a kondenzátor befogadóképességét vagy kapacitását alkotják, amelyet  $C$  betűvel jelölünk. A töltés, a feszültség és a kapacitás közötti összefüggés:

$$C = \frac{Q}{U}, \text{ illetve } U = \frac{Q}{C}.$$

A síkkondenzátor kapacitása a következő összefüggés alapján számítható ki:

$$C = \varepsilon \frac{A}{d},$$

- ahol  $C$  = a kondenzátor kapacitása F-ban (a kapacitás mértékegységéről a következő pontban lesz szó részletesen),  
 $\varepsilon$  = a dielektrikum dielektromos állandója F/m-ben,  
 $A$  = a fegyverzetek felülete  $m^2$ -ben és  
 $d$  = a fegyverzetek közötti távolság m-ben.

A számításnál ügyelni kell arra, hogy  $A$  a kondenzátorfegyverzetek hatásos felülete, tehát két, egyenlő nagyságú fegyverzetből álló kondenzátor esetén csak az egyik fegyverzet felületét lehet számításba venni. Több, felváltva elhelyezett, egyenlő felületű és egymással egyenlő távolságban levő fegyverzet esetén a hatásos felület:

$$A_{eff} = A_1 (n - 1),$$

- ahol  $A_{eff}$  = a hatásos (effektív) felület,  
 $A_1$  = egy lemez felülete és  
 $n$  = a fegyverzetek száma.

Ezt az összefüggést kell alkalmazni pl. forgókondenzátor kapacitásának a kiszámítására.

#### 4.411 A kapacitás mértékegysége

A kapacitás mértékegysége a  $C = Q/U$  összefüggésből állapítható meg: egységnyi annak a kondenzátornak a kapacitása, amelyen  $1 C = 1$  As töltés esetén  $1 V$  feszültség jelenik meg, illetőleg amelyre  $1 V$  feszültség  $1 C = 1$  As töltést visz fel. Ezt a kapacitás-egységet *Michael Faraday* (a 4.33 pontban már volt róla szó) tiszteletére faradnak nevezték el, rövidített jele: F;  $1 F = 1 \text{ As/V}$ .

A F gyakorlati alkalmazásra túlságosan nagyok bizonyult, ezért tört részeit használják; ezek:

$$1 \mu F = 10^{-6} F,$$

$$1 nF = 10^{-9} F,$$

$$1 pF = 10^{-12} F.$$

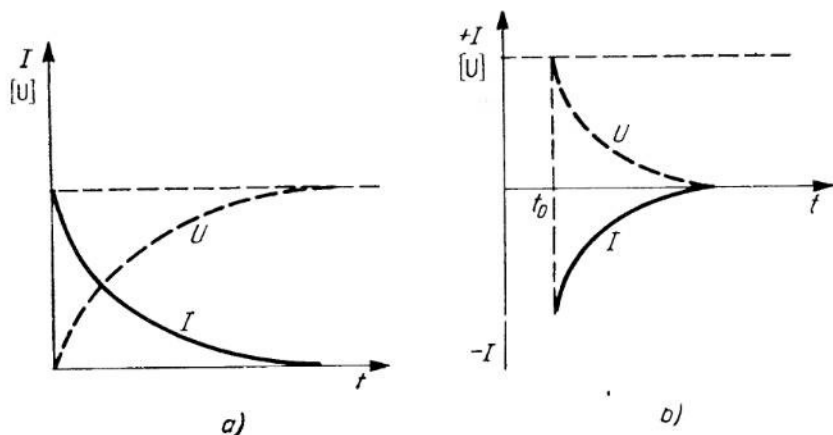
#### 4.412 Kondenzátor töltése és kisütése

Ha a kondenzátorra  $U$  feszültséget kapcsolunk, akkor a 20a ábrán közölt diagram szerinti lefolyású  $I$  töltőáram indul meg. A töltőáram nem állandó erősségű, hanem exponenciálisan csökken, végül pedig a kondenzátor teljes feltöltődésekor (tehát amikor a kondenzátoron levő töltésmennyiség eléri a  $Q = CU$  összefüggés által megadott értéket) megszűnik. Ha a 20. ábrán látható görbéket összehasonlítjuk a 16. ábrán bemutatott görbével, azonnal szembetűnik, hogy az áram az induktivitások be- és kikapcsolásakor éppen fordított lefolyású. A kondenzátor feszültsége ezzel szemben — az induktivitáson átfolyó áramhoz hasonlóan — exponenciálisan nő, amíg el nem éri a rákapcsolt feszültségforrás feszültségét. A folyamat időtartama a kondenzátor kapacitásától és az összekötő vezetékek ellenállásától függ, viszont független az  $U$  feszültség értékétől. A kondenzátor kisütésekor az áram is, és a feszültség is exponenciálisan csökken a nulla értékre (20b ábra). A kisülés időtartama is a kondenzátor  $C$  kapacitásától és a sorbakapcsolt  $r$  ellenállás értékétől függ. Ha  $r$  értéke nagyon kicsi (gyakorlatilag nulla), akkor a kondenzátor feltöltése és kisütése pillanat lefolyású.

Ha ezzel szemben  $R$  nagyértékű, akkor bizonyos időre van szükség, amíg a teljes feltöltés, illetőleg kisütés végbemegy. A gyakorlatban nem a teljes feltöltést és kisütést veszik számításba, hanem — minthogy exponenciális folyamatról van szó — a teljes feszültség és  $e$  hányadosát ( $e = 2,71828 \dots$ , a természetes logaritmus alapja; a természettudományokban igen gyakran szereplő érték, célszerű az alkalmazásával tisztában lenni). Egy ellenállásból és kondenzátorból álló ( $RC$ ) kombináció időállandója:

$$\tau = R \cdot C,$$

ahol  $\tau$  = az időállandó sec-ban,  
 $R$  = az ellenállás  $\Omega$ -ban és  
 $C$  = a kapacitás F-ban.



20a és b ábra. Kondenzátor feltöltése és kisütése

Ha a kényelmesebb számolás kedvéért az ellenállás- és kapacitás-értékeket nem aap-egységben adjuk meg, akkor az összefüggés a következőképpen módosul:

$$\tau_{[us]} = R_{[\Omega]} \cdot C_{[uF]},$$

illetőleg

$$\tau_{[s]} = R_{[M\Omega]} \cdot C_{[uF]}.$$

A kondenzátor feszültsége kisütésekor ennek a  $\tau$  időnek az elteltével a teljes feszültség  $e$ -edrészére ( $U/e \cong U/2,7183 \cong 0,37 U$ ) csökken, feltöltéskor pedig ugyancsak  $\tau$  idő elteltével emelkedik  $U - U/e = U - 0,37 U = 0,63 U$  értékre. A  $\tau$  időállandónak nagy szerepe van a rádiótechnikában, minthogy gyakran alkalmazunk  $RC$  kombinációkat vezérlésre és szabályozásra (pl. az önműködő erősítésszabályozásnál), valamint rezgékeltésre (hangfrekvenciás generátorok).

#### 4.413 A kondenzátorok szigetelési ellenállása

A kondenzátor jósága többek között a szigetelési ellenállásától (vagyis a fegyverzeti között mérhető hatásos ellenállástól) is függ. Ennek igen nagyok kell lennie, hogy minél kisebb mértékű legyen a kondenzátor önkisülése. A szigetelési ellenállás természetesen függ a dielektrikum felületétől és anyagi minőségétől, tehát a kapacitástól is.

A nagykapacitású kondenzátorok szigetelési ellenállása kisebb, mint az ugyanabból az anyagból készült, de kisebb kapacitású kondenzátoré. A szigetelési ellenállás helyett gyakran a kondenzátor saját időállandóját tekintik a jóság mértékének; ez:

$$\tau_{[s]} = R_{\text{szig}[M\Omega]} \cdot C_{[F]}.$$

Jóminőségű kondenzátorok saját időállandója több ezer s-ot is kitesz.

#### 4.42 Kondenzátorok soros és párhuzamos kapcsolása

A kondenzátorfegyverzetek megnövelése a kondenzátor kapacitásának a megnövekedését eredményezi. Minthogy két vagy több kondenzátor párhuzamos kapcsolása (21a ábra) megnöveli a fegyverzetek hatásos felületét, ebben az esetben az egyes kapacitások összeadódnak:

$$C = C_1 + C_2 + \dots + C_n.$$

Könnyen belátható, hogy az eredő kondenzátor átütési szilárdsága a párhuzamosan kapcsolt elemek közül legkisebb átütési szilárdsággal rendelkezővel egyenlő.

Két vagy több kondenzátor sorbakapcsolása (21b ábra) a fegyverzetek közötti  $d$  távolság megnövelésével egyenértékű. A sorbakapcsolt kondenzátorok kapacitása ennek következtében kisebb, mint a sorbakapcsolt elemek közül a legkisebbé. Két kondenzátor sorbakapcsolása esetén az eredő kapacitás:

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2},$$

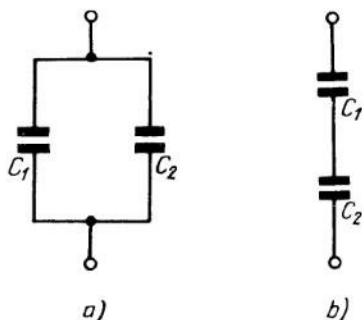
tetszőszerinti számú kondenzátor sorbakapcsolása esetén:

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

A kapacitások sorbakapcsolásának az eredménye tehát az ellenállások és induktivitások párhuzamos kapcsolásáéhoz hasonló, és megfordítva. A sorbakapcsolt kondenzátorokból álló komplexum egyes elemeire jutó feszültség fordítva arányos az illető kondenzátor kapacitásával; így a komplexum legkisebb kapacitású elemén a legnagyobb a feszültség. A komplexum átütési szilárdsága a feszültséggel egyenlő, amelynél a sorbakapcsolt kondenzátorok valamelyikén levő feszültség eléri az illető kondenzátor átütési szilárdságának megfelelő értékét. Az egyes kondenzátorok próbafeszültsége, illetőleg megengedett üzemi feszültsége lehetőleg ne legyen nagyon eltérő. Éppen így az is kívánatos, hogy — különösen akkor, ha nagyobb feszültséggel terheljük — az egyes kondenzátorok közel egyenlő kapacitásúak legyenek.

#### 4.43 A kapacitív ellenállás

Egyenáramú körben a kondenzátor — feltöltésének rövid idejétől eltekintve — csaknem végtelenül nagy ellenállást képvisel, amelyen csak a dielektrikum szigetelési ellenállása által meghatározott, igen csekély áram folyik át. Csak a feszültségforrás



21a és b ábra. Kondenzátorok párhuzamos és soros kapcsolása



kikapcsolásakor és a kondenzátor ezzel egyidőben történő rövidrezárásakor folyik ismét rövid ideig áram, a kondenzátor kisütési árama. Más a helyzet váltakozó áramú körben. A töltési és a kisütési jelenségek periodikusan megisméltődnek, miközben az áram iránya folytonosan változik. A váltakozó áram tehát látszólag áthalad a kondenzátoron, annak ellenére, hogy a valóságban csak ismételt feltöltés és kisütés következik be. Ez a folyamat függ a váltakozó áram frekvenciájától. A kondenzátor váltakozó áramú ellenállása annál kisebb, minél nagyobb a váltakozó áram frekvenciája. Ehhez hasonlóan fontos szerepet játszik a kondenzátor váltakozó árammal szemben tanúsított viselkedésével kapcsolatban a kondenzátor kapacitása. Minél nagyobb a kondenzátor kapacitása, annál kisebb a váltakozó áramú ellenállása, és megfordítva.

A kapacitív ellenállás a következő összefüggésből számítható ki:

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{\omega \cdot C},$$

ahol  $X_C$  = a kapacitív ellenállás (reaktancia)  $\Omega$ -ban,

$f$  = a frekvencia Hz-ben,

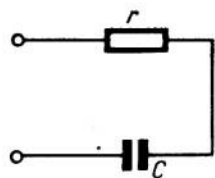
$\omega$  = a körfrekvencia  $s^{-1}$ -ben és

$C$  = a kapacitás F-ban.

Pl.  $1 \mu\text{F}$  kapacitású kondenzátor kapacitív reaktanciája 50 Hz frekvencián:

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot 50 \cdot 10^{-6}} \approx 3200 \Omega.$$

A kapacitív ellenállás — éppen úgy, mint az induktív — meddő ellenállás; azonban — mint a fenti összefüggésből is látszik — a viselkedése éppen ellentétes (reciprok) értelmű. A kondenzátoroknak is van veszteségük, amelynek a nagysága legfőképpen a dielektrikum jószágától függ. A dielektrikumok bizonyos csekély áramot akkor is átengednek, ha egyenfeszültséget kapcsolunk rájuk. (Minthogy ennek az áramnak az útja a fegyverzetek között vezet, a kapacitással sorosan kapcsolt ellenállással is helyettesíthető; így szokták feltüntetni a kondenzátorok helyettesítő képén. A váltakozó áram esetén keletkező veszteségeknek is a dielektrikum a forrása. Ebben az esetben a valóságos helyzetet a legélethűbben a váltakozó áramú ellenállás vektoriális ábrázolása érzékelteti, amelyben a hatásos összetevőt a kondenzátorral sorbakapcsolt egyetlen  $r$  ellenállás helyettesíti; ennek megfelelő helyettesítő kapcsolást tüntet fel a 22. ábra.)



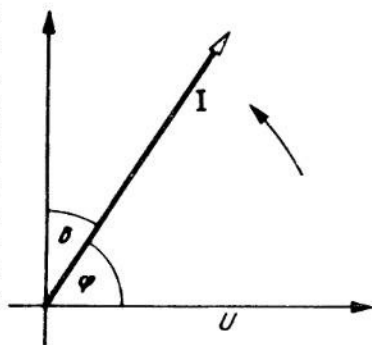
22. ábra. Veszteséges kondenzátor soros helyettesítő kapcsolása

Ez a hatásos összetevőt jelképező ellenállás kondenzátoroknál sokkal kisebb, mint tekercseknél. A valóságban meglehetősen megközelítik az ideális állapotot, éppen ezért a kondenzátorokat általában veszteségmentes alkatrészeknek tekintik, és nem követünk el nagy hibát, ha a kondenzátor látszólagos és meddő ellenállását azonosnak vesszük. A látszólagos és a meddő ellenállást külön-külön megmérni — úgy, mint a tekercseknél — nem lehetséges; ha megkíséreljük, nem vezet a kívánt eredményre. A kondenzátorok veszteségét csak különleges hídkapcsolásokkal mérhetjük meg.

#### 4.431 A kapacitásokozta fáziseltolás

A kondenzátorok feltöltési és kisütési jelenségei azt mutatják, hogy — a tekercsekhez hasonlóan — a kapacitás is a feszültség és az áram között fáziseltolódást okoz, aminek különösen a periódikus lefolyású váltakozó áramnál van nagy jelentősége. Kondenzátor esetén az áram siet a feszültséghez képest, és — pedig ideális, veszteségmentes kondenzátornál  $\varphi = 90^\circ = \pi/2$  fázisszöggel; veszteséges kondenzátoroknál a fázisszög  $0^\circ$  és  $90^\circ$  között van (23. ábra). A fáziseltolás következtében a kondenzátor nem vesz fel  $P = UI$  teljesítményt, mert a feszültség és az áram maximum- és minimum-helyei nem ugyanabban az időpontban következnek be;  $90^\circ$ -os fáziseltolás esetén a felvett teljesítmény nulla volna. A váltakozó áram hatásos, meddő és látszólagos teljesítményére vonatkozó összefüggések, amelyeket a 4.37 pontban közöltünk, kapacitív terhelés esetén is érvényesek.

Mint hogy a kondenzátor okozta fáziseltolódás éppen ellentétes értelmű azzal, amit az induktivitás okoz, ez utóbbit, amely az elektromos hálózatokon nem kívánatos induktív meddő áramot hoz létre, párhuzamosan kapcsolt kondenzátor segítségével kompenzálják. Ezek a fázisjavító kondenzátorok felveszik az induktív meddő áramot, amely így nem folyik át a tápvezetékben, és nem okoz a szükségesnél nagyobb mértékű melegedést.



23. ábra. Veszteséges kondenzátor fázisviszonyai

#### 4.432 Kondenzátorok veszteségei

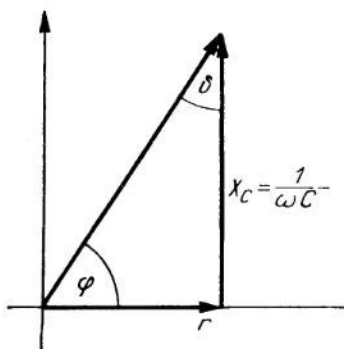
A kondenzátorokban keletkező veszteségek a következők:

1. *szigetelési veszteségek*; a fegyverzetek közötti, néhány  $M\Omega$ -tól sok  $T\Omega$ -ig terjedő nagyságú ellenállás okozza;

2. *dielektromos veszteségek*; minél nagyobb frekvenciájú váltakozó áram halad át a kondenzátoron, a dielektrikum molekuláinak annál gyorsabb mozgást kell végezniük ahhoz, hogy mindig a villamos tér irányának megfelelő helyzetet foglalhassák el; a molekulák mozgása a dielektrikum nagymértékű felmelegedését okozhatja (a nagy frekvenciákkal történő dielektromos melegítés gyakorlati felhasználása pl. a nagyfrekvenciás szárítás és a rövidhullámú terápia);

3. *a rezisztív veszteség*; az elektronoknak gyakran hosszú utat kell megtenniük ahhoz, hogy feltölthessék a kondenzátort (pl. papírkondenzátorok esetén); az összekötő vezetékek és maguk a fegyverzetek is ilyenkor soros ellenállásként hatnak, és az áram hatására felmelegednek.

A különféle veszteségek a feszültség és az áram közötti fáziseltolódás szögét  $90^\circ$ -nál kisebbre csökkentik. A 24. ábrán a fázisviszonyok grafikus ábrázolása látható. A  $\delta$



24. ábra. Kondenzátor veszteségi szögének a megállapítása

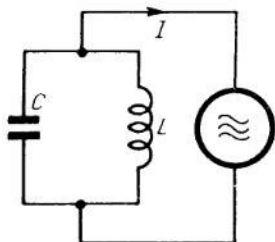
szöveget veszteségi szögnek nevezzük. A veszteségi tényező — az induktivitás esetéhez hasonlóan —

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{r}{X_c} = \omega Cr.$$

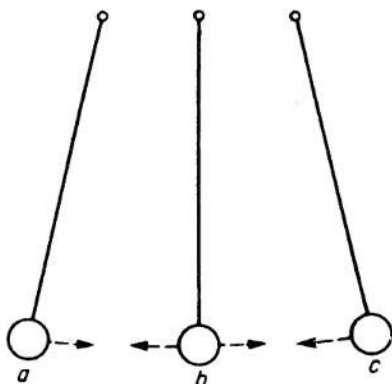
A veszteségi tényező dönti el, hogy egy kapcsolás adott helyén használható-e egy bizonyos kondenzátor; különösen rádiófrekvenciák esetén kell erre figyelemmel lenni. A veszteségi tényező gyakran függ a frekvenciától, a feszültségtől és a hőmérséklettől, éppen ezért a legcélszerűbb a veszteségi tényező mérését az üzemi viszonyokkal azonos körülmények között végezni. Erre a célra az iparban és a kutatólaboratóriumokban különleges mérőhidakat használnak, míg az amatőr általában csak a gyártó cég által közölt adatokra támaszkodhat.

## 4.5 A REZGŐKÖR

Sorba- vagy párhuzamosan kapcsolt tekercs és kondenzátor rezgőkört alkot; a 25. ábra párhuzamos rezgőkört ábrázol. Ha ennek a kondenzátort feltöltjük, akkor a töltés az induktivitáson keresztül kisül. A tekercsen áthaladó áram mágneses teret létesít, amelynek a változása olyan irányú feszültséget indukál, amely a kondenzátort ellenkező értelemben feltölti. A feltöltés befejeztével ismét megindul a kisülés a tekercsen át, aminek a végeredményeképpen a kondenzátor ismét az eredetivel megegyező értelemben töltődik fel, és így tovább. A rezgőkörön belül tehát felváltva alakul ki elektromos és mágneses tér. A kondenzátor feltöltésekor az egész energia az elektromos térben összpontosul; a kondenzátor kisülésekor az egész energia a tekercs mágneses terének a kialakítását végzi, és átalakul mágneses energiává. Ez az állandó



25. ábra. Párhuzamos rezgőkör



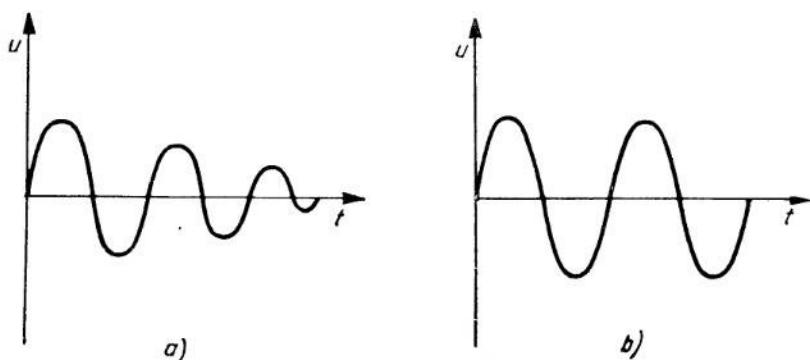
26. ábra. A rezgőkör mechanikai analógiája

energiaátalakulás egyszerű mechanikai példával, a mechanikai inga példájával illusztrálható (26. ábra). Ha az ingát valamilyen külső erő kimotoztatja a nyugalmi helyzetéből (26a ábra), akkor potenciális (helyzeti) energiára tesz szert. Ha a külső erő hatása megszűnik, akkor az inga a nehézségi erő hatására megindul nyugalmi helyzete felé, és azon áthaladva, kileng az ellenkező irányba. A kiindulási helyzetén való áthaladás pillanatában egész energiája kinetikai (mozgási) energia; amikor pedig eléri az ellen-

kező irányú szélső helyzetét, addigra teljes energiája ismét helyzeti energiává alakul át. Az inga szélső helyzeteiben jelenlevő helyzeti energiának a feltöltött kondenzátor villamos erőterének az energiája felel meg, a kiindulási ponton való áthaladáskor meglevő mozgási energiának pedig a kisülési áram által keltett mágneses tér energiája.

#### 4.51 Csillapított és csillapítatlan rezgések

Az inga lengései a levegővel való súrlódás és a felfüggesztésnél fellépő súrlódás következtében egyre kisebbekké válnak, végül teljesen megszűnnek. Az elektromos rezgőkör rezgései szintén csillapodnak (27a ábra). Ezek a rezgőkör  $r$  hatásos ellenállása következtében csökkennek és rövidesen meg is szűnnek, amikor az  $r$  rezisztencián



27. ábra. Csillapított és csillapítatlan rezgések

a rezgőkör egész energiája átalakult meleggé ( $I^2r$ , ill.  $U^2/r$ ). Ha az ingát megfelelő időpontban megfelelő erősséggel meglökjük, akkor a csillapító hatás ezzel ellensúlyozható, és az inga változatlan nagyságú kilengéseket végez (pl. az ingaóránál). Ugyanez megvalósítható az elektromos rezgőkörnél is. Ha az  $r$  rezisztencián felhasznált energiát megfelelően pótoljuk, akkor csillapítatlan rezgések keletkeznek (27b ábra).

#### 4.52 Periódus és frekvencia

Az inga lengési idejének vagy periódusának azt az időt nevezik, amelyik alatt az inga egy teljes oda- és visszalengést végez; a periódust  $s$ -ban szokták kifejezni. A periódus reciprok értéke a frekvencia ( $f = 1/T = \omega/2\pi$ ), mértékegysége a Hz. Az inga periódusa az inga hosszúságától és az ingára ható gyorsulás (általában a nehézségi gyorsulás) értékétől függ. Az inga tömege és a kilengés nagysága nem befolyásolja a periódust. Az elektromos rezgés periódusát, ill. frekvenciáját a kondenzátor kapacitása és a tekercs induktivitása határozza meg. Ezeknek a változtatásával a periódus és a frekvencia megváltoztatható. A feszültség és a rezgőkörben folyó áram erőssége nem befolyásolja a periódust és a frekvenciát.

A nagykapacitású kondenzátor nagy töltésmennyiség befogadására képes; a feltöltéshez és a kisüléshez hosszabb időre van szükség, mint kisebb kapacitású kondenzátor esetén. A nagy induktivitású tekercs mágneses terének a kialakulásához és megszűnéséhez hosszabb idő szükséges, mint kisebb induktivitás esetén. A kondenzátor

kapacitásának vagy a tekercs inductívitasának a megnövelése tehát a periódus meghosszabbodását és a frekvencia csökkenését eredményezi. Megfordítva: a rezgőköri elemek értékének a csökkentése a periódust csökkenti, a frekvenciát pedig megnöveli.

### 4.53 A rezgőkör viselkedése váltakozó áramú körben

Ha a 25. ábra szerinti rezgőkörre váltakozó feszültséget kapcsolunk, akkor a két ágba folyó áramok Kirchhoff első törvényének megfelelően oszlanak meg az  $\omega L$ , ill.  $1/\omega C$  értékű meddő ellenállásokon. Kisebbségi frekvenciákon  $\omega L$  kisebb ellenállást képvisel, az áram nagyobbik része tehát ezen folyik át; szaporább frekvenciákon viszont  $1/\omega C$  a kisebb ellenállás, és ilyenkor a kondenzátoron át folyik az áram nagyobbik része. Gyéres frekvenciákon tehát a párhuzamos rezgőkör induktív jellegű, szaporább frekvenciákon kapacitív jellegű terhelést jelent. A kettő közötti határesetben — amikor  $\omega L = 1/\omega C$ , vagyis amikor a tekercs és a kondenzátor reaktanciája egyenlő egymással — az áram egyenlően oszlik meg a két ágba, a rezgőkör eredő ellenállása

pedig maximális értékű (28. ábra). Azt a frekvenciát, amelyenél  $\omega L = 1/\omega C$ , a rezgőkör rezonanciafrekvenciájának nevezzük, és  $f_0$ -val jelöljük. A rezonanciafrekvencia megegyezik a rezgőkör önfrekvenciájával, amellyel a rezgőkör a korábban már említett gerjesztés esetén rezeg. A rezonanciafrekvencia az  $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$  egyenlőség átalakítása után, mint  $L$  és  $C$  függvénye fejezhető ki:

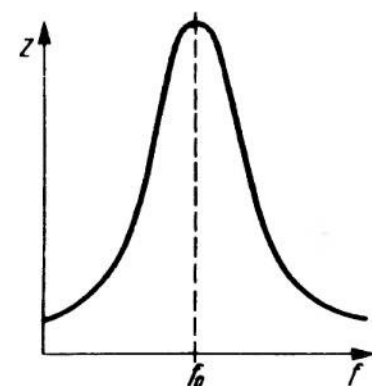
$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC},$$

vagy — mivel  $\omega_0 = 2\pi f_0$  —

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

a periódus pedig:

$$T = 2\pi\sqrt{LC} \quad (\text{s}).$$



28. ábra. Párhuzamos rezgőkör impedanciája a frekvencia függvényében

Ez a Thomson-féle egyenlet.

Az  $f_0$  frekvenciájú rezgés hullámhosszága az elektromágneses hullámok terjedési sebességének ( $c$ ) és a frekvenciának a hányadosával egyenlő:

$$\lambda_0 = \frac{c}{f_0},$$

ahol  $\lambda_0$  = a hullámhosszúság m-ben,

$c = 3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$  (vákumban; levegőben csaknem ugyanennyi, más anyagokban valamivel kisebb) és

$f_0$  = a frekvencia Hz-ben.

A frekvenciát meghatározó összefüggésbe az inductívitas H-ben, a kapacitást pedig F-ban kell behelyettesítenünk, ha a frekvenciát Hz-ben akarjuk megkapni. Minthogy az inductívitas és a kapacitás egysége gyakorlati számítások céljára többnyire túlságo-

san nagy, ebben az esetben nagy negatív kitevőkkel kellene számolnunk. Ezért gyakran szívesen alkalmazzák a következő módosított összefüggéseket:

$$f_{0[\text{kHz}]} = \frac{5030}{\sqrt{L_{[\text{mH}]} \cdot C_{[\text{pF}]}}},$$

$$\lambda_{0[\text{m}]} = 59,6 \sqrt{L_{[\text{mH}]} \cdot C_{[\text{pF}]}}$$

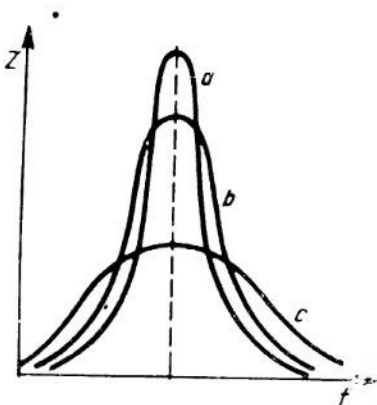
vagy — különösen deciméterhullámoknál —

$$f_{0[\text{MHz}]} = \frac{159}{\sqrt{L_{[\text{mH}]} \cdot C_{[\text{pF}]}}}$$

és

$$\lambda_{0[\text{dm}]} = 5,96 \sqrt{L_{[\text{mH}]} \cdot C_{[\text{pF}]}}.$$

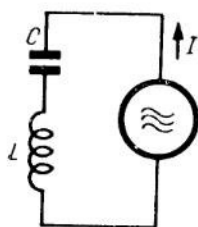
A rezgőkör hatásos ellenállása, ill. csillapítása ugyan befolyásolja a rezonanciafrekvenciát, ez azonban a gyakorlatban csaknem mindig elhanyagolható, mert hatása a szokásos csillapításértékeknél lényegtelen. Sokkal nagyobb a csillapítás hatása a rezgőkör rezonancia-görbéjének az alakjára, amely annál szélesebb és laposabb, minél nagyobb a kör csillapítása (29. ábra). A rövidhullámú technikában többnyire keskeny, meredek oldalú rezonancia-görbék kívánatosak, így a rezgőkörök csillapítását megfelelő rendszabályok alkalmazásával minél kisebb értéken kell tartani. Mint a 29. ábra mutatja, a rezonanciaellenállás annál nagyobb, minél kisebb a kör csillapítása. Ha a kör csillapítása igen kis értékű, akkor a váltakozó árammal szemben tanúsított ellenállása rezonancia esetén különösen nagy, és a rezgőkörön csak igen kis áram folyik keresztül; a rezgőkörön belül ezzel szemben rendkívül nagy áramok és feszültségek lépnek fel.



29. ábra. A csillapítás hatása a rezonancia-görbe alakjára

#### 4.54 Párhuzamos és soros rezgőkör

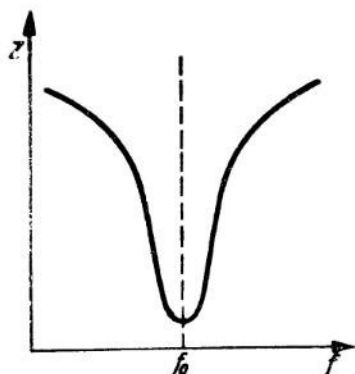
Mint hogy a párhuzamos rezgőkör ellenállása rezonancia esetén igen nagy, zárókörnek is nevezik. Záróellenállása a párhuzamos helyettesítő ellenállásra átszámított veszteségi ellenállással egyenlő, a rezgőkörön belül — a tekercs és a kondenzátor között — folyó áram értéke maximális, a körön átfolyó áram értéke viszont minimális.



30. ábra. Soros rezgőkör

A rezgőkörben rezonancia esetén folyó maximális erősségű áramra való tekintettel a párhuzamos rezonanciát áramrezonanciának is szokták nevezni.

A 30. ábrának megfelelően az  $L$  inuktivitás és a  $C$  kapacitás sorbakapcsolásával is alakítható ki rezgőkör. Mint a 25. és a 30. ábra összehasonlítása mutatja, a párhuzamos és a soros rezgőkör csak a táplálás módjában különbözik egymástól; a soros rezgőkör hatása viszont éppen a párhuzamos rezgőkörének a fordítottja, amennyiben az ellenállása rezonancia esetén a legkisebb (31. ábra), és pedig éppen egyenlő a kör  $r$  soros veszteségi ellenállásá-



31. ábra. Soros rezgőkör impedanciája a frekvencia függvényében

val. Veszteségmentes rezgőkör ellenállása rezonancia esetén nulla volna. Kisebb frekvenciákon itt is a kapacitív reaktancia nagyobb, nagyobb frekvenciákon az induktív. A tekercsen és a kondenzátoron levő feszültség rezonancia esetén a legnagyobb, éppen ezért a soros rezonanciát feszültségrezonanciának is szokták nevezni. Rádióvevőkészülékekben az antennáról jövő zavaró frekvenciák levezetésére használják (pl. a vevő KF-jával egyező frekvenciájú jelek rövidzárására). Levezető, illetőleg szívó hatása miatt az ilyen soros rezgőkört szívókörenek is nevezik. A párhuzamos és soros rezgőköröket főképpen meghatározott frekvenciájú rezgéseknek több rezgés keverékéből való kiválasztására, illetőleg meghatározott frekvenciájú rezgések előállítására használják. A rezgőkörök tehát a rádióadó- és

vevő-készülékek legfontosabb alkotóelemei közé tartoznak.

#### 4.55 Csillapítás és körjóság

Mint mondtuk, a rezgőkör csillapítása a kör hatásos (veszteségi) ellenállásának a következménye. Az amatőr számára nem érdektelen, ha tudja, mekkora rezonanciaellenállásra számíthat. A rezonancia párhuzamos rezgőkörnél annál élesebb, minél nagyobb (soros rezgőkörnél minél kisebb) a rezonanciaellenállás. Ha azonban elfogadható erősítést akarunk elérni, illetőleg a szelektivitást olyan mértékűre kívánjuk korlátozni, hogy az átvitel a sáv szélein is még megfelelő legyen, akkor a rezonanciaellenállásnak bizonyos értéket nem szabad túllépnie. A gyakorlatban a rezonanciaellenállást vagy a  $Q_n$  körjóságot, vagy a  $D$  csillapítást segítségével határozzuk meg.

Mint hogy a rezgőkör valamennyi veszteségi ellenállását koncentráltan, egyetlen ellenállással helyettesítjük, a párhuzamos ellenállásokat át kell tudnunk számítani velük egyező hatású soros ellenállásokra, és viszont. Az átszámítás egyszerű. A rezgőkör minden veszteségét az induktív ág hatásos ellenállásának tulajdonítjuk; jelöljük ezt  $r$ -rel, az ezzel egyenértékű párhuzamos helyettesítő ellenállást  $R$ -rel, a rezgőkör egyik elemének rezonancia esetén mutatkozó reaktanciáját pedig  $X_r$ -rel. Ezek után

$$\text{a soros veszteségi ellenállás} = r = \frac{X_r^2}{R},$$

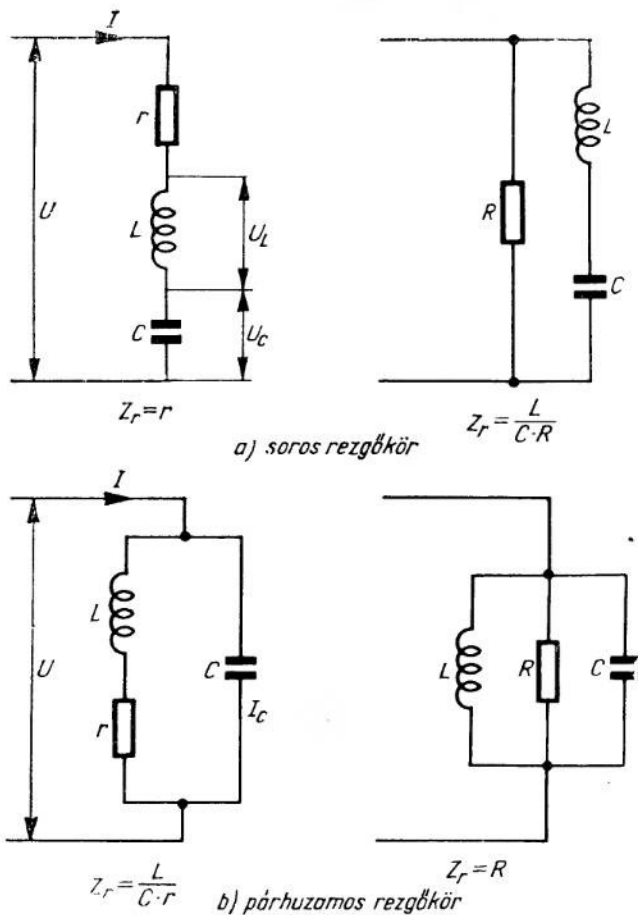
$$\text{a párhuzamos veszteségi ellenállás} = R = \frac{X_r^2}{r},$$

$$\text{a rezgőkör csillapítása} = D = \frac{r}{X_r} = \frac{X_r}{R},$$

$$\text{a rezgőkör jósága} = Q_o = \frac{1}{D} = \frac{X_r}{r} = \frac{R}{X_r}.$$

A 32a ábra veszteséges soros, a 32b ábra pedig párhuzamos rezgőkör helyettesítő kapcsolásait mutatja soros, ill. párhuzamos veszteségi ellenállással. A soros rezgőkör csillapítása a rezgőkörön levő teljes  $U$  feszültség és az induktivitáson, ill. a kapacitáson





32. ábra. Veszteséges rezgőkörök helyettesítő kapcsolásai:  
a) soros rezgőkör, b) párhuzamos rezgőkör

levő  $U_L$ , ill.  $U_C$  feszültség viszonyával is jellemezhető; a csillapítás reciprok értéke a kör jóssági tényezője:

$$D = \frac{U}{U_L} = \frac{r}{\omega_0 L} = \frac{U}{U_C} = r \omega_0 C = r \sqrt{\frac{C}{L}}$$

és

$$Q_0 = \frac{1}{D} = \frac{U_L}{U} = \frac{\omega_0 L}{r} = \frac{U_C}{U} = \frac{1}{r \omega_0 C} = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

A soros rezgőkör rezonanciaellenállása:

$$Z_r = r = \frac{X_r}{Q_0} = \frac{X_{rC}}{Q_0} = \frac{X_{rL}}{Q_0} = \frac{L}{CR}$$

Párhuzamos rezgőkör esetén a rezgőkörön levő teljes  $U$  feszültség helyére értelem-szerűen a rezgőkörön átfolyó teljes  $I$  áram, az induktivitáson levő  $U_L$  és a kapacitáson levő  $U_C$  feszültség helyére pedig az induktív ágon átfolyó  $I_L$  és a kapacitív ágon átfolyó  $I_C$  áram lép, és így

$$D = \frac{I}{I_L} = \frac{I}{I_C}$$

és

$$Q_o = \frac{1}{D} = \frac{I_L}{I} = \frac{\omega_o L}{r} = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}},$$

illetőleg

$$Q_o = \frac{I_C}{I} = \frac{R}{X_{rC}} = \omega_o CR.$$

A párhuzamos rezgőkör rezonanciaellenállása:

$$Z_r = \frac{L}{Cr} = Q_o X_{rL} = Q_o X_{rC} = R.$$

A rezonanciaellenállás, valamint  $R$  és  $r$  közötti alaki kapcsolat az  $\omega_o L/r = C\omega_o R$  összefüggés alapján könnyen felismerhető:

párhuzamos rezgőkörnél  $R = Z_r = \frac{L}{Cr},$

soros rezgőkörnél  $r = Z_r = \frac{L}{CR}.$

A rezonanciaellenállást és a körjóságot tehát az  $L/C$  viszony határozza meg. A gyakorlatban azonban nem növelhetjük az  $L/C$  viszonyt tetszésszerűen mértékig, mert a nagy  $L$ -lel együtt jár a nagyértékű  $r$  is, ami viszont  $Z_r$ , ill.  $Q_o$  értékét rontja. Gyakran megadják a rezgőkör hullámellenállását is; ez:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

A rezgőkör csillapítása a körjóság reciprok értéke. Minthogy a rezgőkör csaknem teljes veszteségét a tekercs és a kondenzátor veszteségei teszik ki, írható:

$$D = \frac{1}{Q_o} = D_L + D_C = \frac{r_L}{\omega_o L} + r_C \omega_o C,$$

ahol  $D_L = \text{tg } \delta_L$  és  $D_C = \text{tg } \delta_C$ , a tekercs, ill. a kondenzátor veszteségi tényezője. A rezgőkör csillapítását tehát a tekercs és a kondenzátor veszteségének az összege adja. (Vezetések összegződése.)

#### 4.56 Sáv szélesség és szelektivitás

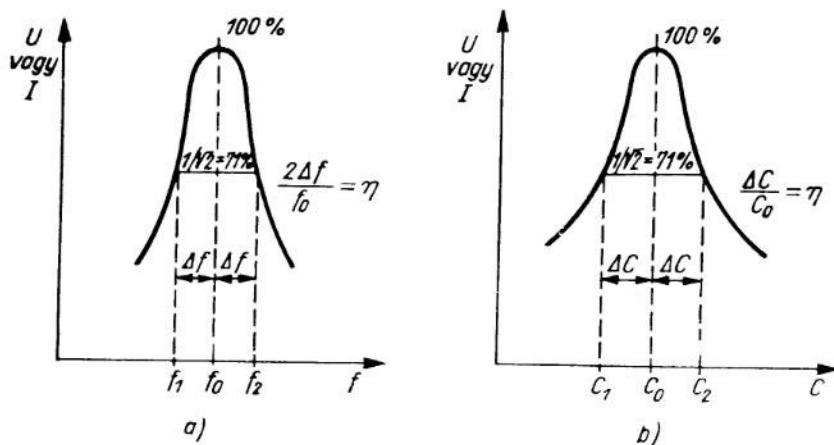
A rezgőkör csillapításától nemcsak a rezonanciagörbe relatív magassága, hanem a szélessége is függ, a „sáv szélesség”, ami az átvitt, illetve lezárt frekvenciatartományt határozza meg. A sáv szélesség és az  $f_o$  rezonanciafrekvencia, illetőleg a rezgőkör

hangolókondezátorának rezonancia esetén beállított  $C_0$  kapacitása közötti összefüggést a 33a és a 33b ábra mutatja. A két frekvencia közötti — a rezgőkör csillapításától függő — különbséget, amelyeken a rezonanciagörbe magassága csúcsértékének  $1/\sqrt{2} = 0,707$ -szeresére (vagyis a csúcsérték kb. 71%-ára) csökken, sávzélességnek, gyakran 3 dB-es sávzélességnek nevezzük. Fennáll a következő összefüggés:

$$\eta = \frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta C}{C_0}.$$

A sávzélesség szoros kapcsolatban van a rezonanciaellenállással. Az

$$\eta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = \frac{2\Delta f}{f_0} \approx \frac{2(f - f_0)}{f_0}$$



33a és b ábra. Rezgőkör sávzélességének a meghatározása

kifejezés a relatív elhangolás. A rezgőkörön levő feszültség csúcsértékének 71%-ához tartozó elhangolás egyenlő a 3 dB-es sávzélességgel.

A sávzélességmérés legegyszerűbb gyakorlati módszere a  $\Delta C$  kapacitásváltozás segítségével történő mérés.

A rezonanciagörbe, ill. a rezonanciahatás jellemzésére a rádiótechnikában a következő jellegzetes sávzélességértékek használatosak:

1.  $B_{0,7}$  = a rezonanciagörbe csúcsértékének a 71%-ához tartozó sávzélesség (3 dB-es sávzélesség);
2.  $B_{0,5}$  = a rezonanciagörbe csúcsértékének az 50%-ához tartozó sávzélesség;
3.  $B_{0,1}$  = a rezonanciagörbe csúcsértékének a 10%-ához tartozó sávzélesség; feltehető, hogy a rezonanciagörbe ennél a sávzélességnél szimmetrikus, a rezonanciafrekvencia pedig rendes körülmények között a sávzélesség közepén van.

Az eddig elmondottak világosan mutatják, milyen nagy fontossága van a rádiótechnikában a sávzélességnek. A sávzélesség jellemzi a rezonanciafrekvencia, a rezgőkör jósága, a csillapítás és a veszteségi ellenállás közötti kapcsolatot.

## 4.57 A rövidhullámú vevők hangolt körei

A vevőkészülékek rezgőkörei elsősorban arra szolgálnak, hogy az antennáról a vevő bemenetére érkező különböző frekvenciájú rezgések keverékéből bizonyos frekvenciákat kiválasszanak. Ezenkívül egyes rezgőkörök rezgéseltésre (pl. a szuper-vevők oszcillátorköre), mások meghatározott frekvenciájú zavaró jelek továbbjutásának a megakadályozására (szívó- és zárókörök) szolgálnak. Az elméleti fejtegetésekkel teljes összhangban valamennyi rezgőkör tekercsből és kondenzátorból áll, csak az igen nagy frekvenciákon (URH, deciméterhullámok) alkalmazunk különleges rezgőköröket (rezonáns tápvonalak, üregrezonátorok, pillangókörök stb.); ezeket a megfelelő fejezetekben ismertetjük, mindenesetre ezek is induktivitás és kapacitás felváltva történő működésén alapulnak. A rezgőkörök általában két csoportra oszthatók: a változtatható hangolású és az állandó hangolású („fix”) rezgőkörökre. A változtatható hangolású rezgőkörök egyik eleme üzemszerűen változtatható értékű; vagy forgókondenzátort, vagy hangolható tekercest (variométert, vagy vasmaghangolású tekercest) találunk bennük. Az állandó hangolású vagy „fix” rezgőkörök elemei csak szűk határokon belül változtathatók (kiegyenlítő kondenzátorral, ill. vasmagos tekerccsel).

### 4.571 Sávvevők és sávnyújtás

Az amatőr sávvevők hangolt körei általában bizonyos mértékig eltérnek a műsorvevő készülékek hangolt köreitől. Míg az utóbbiaknál a skála elejétől a végéig rendszerint egy egész hullámtartomány (rövid-, közép- és hosszúhullámok) hangolható át, addig az amatőr vevőknél az a cél, hogy a keskeny amatőr sávokat minél jobban megnyújtva, a skála egyszeri végighangolásával csak egy amatőrsávon haladjunk keresztül. A Thomson-féle  $\omega_0^2 = 1/\sqrt{LC}$ , ill.  $\omega_0^2 LC = 1$  egyenletből levezethető, hogy a hangolt körben levő kapacitás megváltoztatása és a kör rezonanciafrekvenciájának ezzel járó megváltozása között a következő összefüggés áll fenn:

$$\frac{C_{max}}{C_{min}} = \left(\frac{f_f}{f_a}\right)^2,$$

ahol  $C_{max}$  = a forgókondenzátor végkapacitása,  
 $C_{min}$  = a forgókondenzátor kezdőkapacitása,  
 $f_f$  = az áthangolható sáv felső frekvenciahatára,  
 $f_a$  = az áthangolható sáv alsó frekvenciahatára.

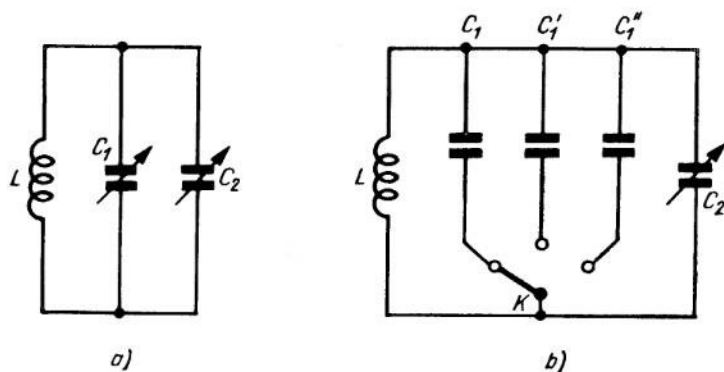
Az  $f_f/f_a$  frekvenciaátfogás tehát a vég- és a kezdőkapacitás viszonyának a négyzetgyökével egyenlő. A rádióvevőkben használatos forgókondenzátorok végkapacitása általában 500 pF, és 450 pF szűk sávban változtathatók, vagyis a kezdőkapacitásuk kb. 50 pF. A vég- és a kezdőkapacitás viszonya tehát:

$$C_{max} : C_{min} = 500 : 50 = 10 : 1.$$

A frekvenciaátfogás a mondottak értelmében nem 1 : 10, hanem — a négyzetgyökös összefüggés következtében — 1 : 3,2. Az ilyen forgókondenzátorral átfogható pl. a 150 kHz és 450 kHz, az 500 kHz és 1500 kHz, vagy a 6 MHz és 18 MHz közötti, hullámhosszában kifejezve a 2000 m és 670 m, a 600 m és 200 m, vagy az 50 m és 16 m közötti sáv.

A keskeny amatőrsávok (3,5–3,8 MHz, 7–7,1 MHz, 14–14,35 MHz, 21–21,45 MHz, 28–29,7 MHz) átfogásához a hangolókondezátor  $C_{max}/C_{min}$  viszonyának ennél sokkal kisebbnek kell lennie, ha azt akarjuk, hogy a sávban szorosan egymás melletti frekvenciákon működő adókat megfelelően szét tudjuk húzni és kellő pontossággal be tudjuk állítani. Ahhoz, hogy a skála teljes szélességének kb. 70–80%-át az amatőr sáv számára használhassuk ki, maximálisan 1 : 1,13 frekvenciaátfogás engedhető meg (a viszonylag legszélesebb 80 m-es sávon), a legkeskenyebb 40 m-es sávon viszont csak 1 : 1,02. A megkívánt kapacitásváltozás ezeknek a négyzete, vagyis 1 : 1,28, ill. 1 : 1,04. Látható, hogy a  $C_{max}/C_{min}$  viszony megfelelő csökkentése érdekében különleges kapcsolásokat kell alkalmaznunk.

A rövidhullámú amatőrkészülékekben használt forgókondezátorok szokásos végkapacitása 50 és 100 pF között van. Nagyobb végkapacitású forgót ritkán használnak, kisebb végkapacitásút — különösen rövidebb hullámú sávokon — sokkal inkább.



34a és b ábra. Sávnyújtás párhuzamosan kapcsolt kondenzátorral

A kereskedelemben kapható forgók  $C_{max}/C_{min}$  viszonya azonban 6 és 10 között változik, úgy, hogy az előbb kiszámított frekvenciaátfogás elérésére még külön állandó kapacitású kondenzátorokat kell beépíteni a hangolt körbe. A 34a ábrán olyan hangolt kör kapcsolása látható, amelynek a kapacitása két, párhuzamosan kapcsolt kondenzátorból áll. A  $C_1$  kondenzátor a kívánt sáv beállítására szolgál, a finombeállítást a kisebb kapacitású  $C_2$  kondenzátorral végezhetjük. A  $C_1$  akár 500 pF végkapacitású forgó is lehet; az egyes sávok helyzetét lehetőleg ugratóval lehessen beállítani. A sávok beállítását átkapcsolható, állandó kapacitású kondenzátorokkal is végezhetjük (34b ábra); az egyes, pontosan beállított kapacitású kondenzátorok be- és kikapcsolására jóminőségű kapcsolót kell használni. Az előnyeik mellett kedvelt dugaszolható tekercsek használata esetén a  $C_1$  — többnyire kiegyenlítő — kondenzátor a tekercsre van erősítve, és azzal együtt cserélhető. A dob- (revolver-) rendszerű hullámváltók alkalmazása esetén ugyanez a helyzet.

Az ilyen hangolt körök számítása a Thomson-féle egyenlet valamelyik alakjának, és a párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok kapacitását megadó, ismert

$$C_1 + C_2 = C$$

összefüggés segítségével történik.

*Példa:* Hangolt kört kell méretezni a 80 m-es sávra, a megkívánt frekvenciaátfogás 3,4 MHz-től 4,0 MHz-ig. A rendelkezésünkre álló forgókondenzátor kezdőkapacitása  $C_{min} = 10$  pF, végkapacitása  $C_{max} = 50$  pF. Mekkora kell lennie a párhuzamosan kapcsolandó kondenzátor  $C_p$  kapacitásának

$$\frac{f_f}{f_a} = \frac{4,0}{3,4} = \sqrt{\frac{50 + C_p}{10 + C_p}}$$

illetőleg

$$\left(\frac{1,18}{1}\right)^2 = \frac{1,39}{1} = \frac{50 + C_p}{10 + C_p}$$

$$13,9 + 1,39 C_p = 50 + C_p$$

$$0,39 C_p = 36,1$$

$$C_p = 92,6 \text{ pF}$$

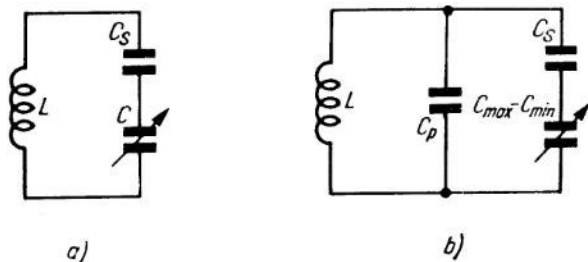
A hangoló-kondenzátor kapacitásának tehát kerekén 100 pF-tól 140 pF-ig kell változtathatónak lennie. A rezgőkör tekerésének az  $L$  inductivitása a Thomson-féle egyenlet segítségével számítható, pl. a következőképpen:

A sáv alsó frekvenciahatára a 140 pF-os forgókondenzátor-álláshoz tartozik:

$$f_a \text{ (kHz)} = \frac{5030}{\sqrt{L \text{ (mH)} \cdot C \text{ (pF)}}$$

$$LC = \frac{5030^2}{f_a^2} = \left(\frac{5,03}{3,4}\right)^2 = 1,48^2 = 2,19$$

$$L = \frac{2,19}{140} = 0,0156 \text{ mH} = 15,6 \text{ } \mu\text{H}$$



35a és b ábra. Sávnýtítés sorbakapcsolt kondenzátorral

Különösen a rövidebb hullámú amatőr sávokon túlságosan nagy a szokásos rövid-hullámú forgók  $C_{max}/C_{min}$  viszonya. Párhuzamosan kapcsolt kondenzátorral — mint az előbb láttuk — csökkenthető ugyan a kapacitásváltozás mértéke, ugyanakkor azonban igen hátrányosan csökken az  $L/C$  viszony (a kapacitás nagy, az inductivitás kicsi, ennek következtében kicsi a kör jósága). Ha az  $L/C$  viszony értékét megengedhető mértékben kívánjuk tartani, akkor a sávnýtítást a 35a ábrának megfelelő kapcsolással, sorbakapcsolt, ún. rövidítő-kondenzátor alkalmazásával kell megoldanunk. Az eredő kezdőkapacitás:

$$C'_{min} = \frac{C_{min} \cdot C_s}{C_{min} + C_s}$$

ahol  $C_{min}$  = a forgókondenzátor kezdőkapacitása,  
 $C_s$  = a sorbakapcsolt (rövidítő-) kondenzátor kapacitása.

Az eredő végkapacitás ehhez hasonlóan:

$$C'_{max} = \frac{C_{max} \cdot C_s}{C_{max} + C_s}.$$

Az eredő vég- és kezdőkapacitás viszonya:

$$\frac{C'_{max}}{C'_{min}} = \frac{C_{max} \cdot C_s}{C_{max} + C_s} : \frac{C_{min} \cdot C_s}{C_{min} + C_s}.$$

*Példa:* A 10 m-es sávban működő hangolt kör frekvenciaátfogásának 27,8 MHz-től 30 MHz-ig kell terjednie; a rendelkezésre álló forgó 10 és 50 pF között hangolható. Mekkora rövidítőkondenzátort kell alkalmazni?

A vég- és kezdőkapacitás viszonyát a megadott  $f_1$  és  $f_2$  frekvenciák határozzák meg:

$$C'_{max} : C'_{min} = (30 : 27,8)^2 = (1,08 : 1)^2 = 1,17 : 1.$$

Ezt behelyettesítve:

$$1,17 = \frac{50 \cdot C_s}{50 + C_s} : \frac{10 \cdot C_s}{10 + C_s}.$$

Az ebből származó másodfokú egyenlet megoldása szerint a rövidítő-kondenzátor kapacitásának kerekén 2,2 pF-nak kell lennie. A megkívánt átfogást ezzel elértük, a számítás eredményeképpen azonban olyan kis kapacitásértéket kaptunk, amilyent megfelelő pontossággal nem lehet beállítani. 2,2 pF kapacitású rövidítő-kondenzátort bajos volna megvalósítani, mert a szórási kapacitások ugyanilyen nagyságrendűek. Eppen ezért a gyakorlatban nemcsak soros kondenzátorokat alkalmazunk, hanem az első példában bemutatott párhuzamos kapcsolású kondenzátorokkal kombináljuk. Ilyen hangolt kört mutat be a 35b ábra, amelyben a kétfajta sávnyújtási módot együttesen alkalmaztuk, eredményképpen pedig megfelelő értékű kapcsolási elemeket és megfelelő jóságú kört kaptunk. Az ilyen körök számítását is az előbbi példákhoz megfelelően kell végezni; célszerű, ha először a forgóval sorbakapcsolt rövidítő-kondenzátor értékét határozzuk meg, és azután méretezzük a megkívánt sávnyújtást eredményező párhuzamos kondenzátort.

Az alkalmazott sorba-, ill. párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok lehetnek állandó kapacitású, vagy kiegyenlítő- (trimmer) kondenzátorok; ez utóbbi esetben könnyebb a körök pontos behangolása. Ha a rezgőkör kapacitását több sorba-, ill. párhuzamosan kapcsolt kondenzátorból állítjuk össze, akkor a kapcsolásnak ez a módja hőmérséklet-kompenzálást is lehetővé tesz; erről a következő fejezetben részletesen megemlékezünk.

Egyes vevőkészülékekben különleges sávnyújtási eljárásokkal is találkozhatunk, pl. nagyáttételű finombeállító, vasmaghangelésű tekerccsel történő sávnyújtás stb. A vasmaghangelésű sávnyújtást amatőrvevőkben ritkán alkalmazzák, mert adott frekvenciára történő pontos és bármikor megismételhető beállítást nem tesz lehetővé. A pontos beállításnak mindenesetre feltétele a forgó kifogástalan meghajtása és a skálamutató holtjátékmentes csatlakozása.

#### 4.572 Hangolt körök hőfokkiegyenlítése

Meleg hatására minden test kitágul. Ez a természeti törvény a tekerccsre és a kondenzátorokra is vonatkozik, a hőmérséklet változása következtében tehát megváltoznak a méreteik, és így az elektromos értékük is. Az induktivitás, a kapacitás vagy a frek-



vencia hőfokgyűtthetősége az  $1\text{ }^\circ\text{C}$  hőmérsékletváltozás hatására bekövetkező viszonylagos értékváltozást adja meg, vagyis:

$$\alpha_L = \frac{\Delta L}{L \cdot \Delta T},$$

$$\alpha_C = \frac{\Delta C}{C \cdot \Delta T}$$

és

$$\alpha_f = \frac{\Delta f}{f \cdot \Delta T}.$$

Mint ahogy a hőfoktényezők értéke 1-hez képest igen kicsi, a hőfokgyűtthetők összefüggésére — némi elhanyagolások után — a következő közelítő egyenlőséget vezethetjük le:

$$\alpha_f = -\frac{1}{2}(\alpha_L + \alpha_C),$$

illetőleg — frekvenciaváltozásra átszámítva —

$$\Delta f = -\frac{1}{2}(\alpha_L + \alpha_C) \cdot \Delta T.$$

A negatív előjel azt mutatja, hogy pozitív  $\alpha_L$  és  $\alpha_C$  értékek esetén a hőmérséklet emelkedésekor a frekvencia csökken. A közönséges tekercsek és forgókondenzátorok hőfokgyűtthetősége általában  $1 - 2 \cdot 10^{-4}$  nagyságrendben mozog, ami jóval több, mint amennyi a rövidhullámú gyakorlatban még megengedhető.  $10\text{ }^\circ\text{C}$  hőmérsékletváltozás 30 MHz-en 30 kHz elhangolást jelentene! Kerámia tekercstestek alkalmazásával  $\alpha_L$  kb.  $0,6 \cdot 10^{-4}$  értékre csökkenthető; ráégetett ezüstmenetek esetén még ennél kisebb hőfokgyűtthetőség is elérhető. A jóminőségű rövidhullámú forgók hőfokgyűtthetősége is rendszerint kisebb, mint  $1 \cdot 10^{-4}$ . A rezgőkör hőfokgyűtthetősége ilyen értékek mellett azonban nem hanyagolható el egészen. Különböző — részben pozitív, részben negatív — hőfokgyűtthetőségű kerámiakondenzátorok megfelelő kombinációjával  $\alpha_f = 0$  is elérhető. Ezt az eljárást hőfokkiegyenlítésnek vagy kompenzációnak nevezik, és főképpen adókészülékek, frekvenciamérők és rövidhullámú vevők építésénél alkalmazzák.

Párhuzamosan kapcsolt negatív hőfokgyűtthetőségű kondenzátor alkalmazásával a tekercs és a forgókondenzátor pozitív hőfokgyűtthetősége — legalábbis egy bizonyos frekvencián — kiegyenlíthető. A kompenzáció méretezésénél a

$$C_1 + C_2 = C_f$$

egyenlőségből indulunk ki; a  $C_1$  kapacitású kondenzátor hőfokgyűtthetősége  $\alpha_1$ , a  $C_2$  kapacitású kondenzátoré  $\alpha_2$ . A két, párhuzamosan kapcsolt kondenzátor eredőjének a hőfokgyűtthetősége:

$$\alpha_p = \alpha_1 \frac{C_1}{C_1 + C_2} + \alpha_2 \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

A szükséges kapacitásértékeket a

$$C_1 = k_{1p} \cdot C,$$

$$C_2 = k_{2p} \cdot C$$

és

$$k_{1p} + k_{2p} = 1$$

feltételek alapján számíthatjuk ki; a részkapacitásokat meghatározó tényezőkre a következő kifejezéseket kapjuk:

$$k_{1p} = \frac{a_p - a_2}{a_1 - a_2}$$

és

$$k_{2p} = \frac{a_1 - a_p}{a_1 - a_2}$$

(36. ábra, I. görbe).

A párhuzamos kapcsolással elérhető hőfokkiegyenlítés csak egy meghatározott frekvencián következik be. A forgóval sorbakapcsolt kondenzátorral célszerű még egy másik frekvenciát is a hőmérséklettől függetlenné tenni. A soros kondenzátor kapacitásának a kiszámítására szolgáló összefüggések:

$$a_s = a_1 \frac{C_2}{C_1 + C_2} + a_2 \frac{C_1}{C_1 + C_2},$$

$$C_1 = k_{1s} \cdot C,$$

$$C_2 = k_{2s} \cdot C$$

és

$$\frac{1}{k_{1s}} + \frac{1}{k_{2s}} = 1.$$

A részkapacitásokat meghatározó tényezők:

$$k_{1s} = \frac{a_1 - a_2}{a_s - a_2}$$

és

$$k_{2s} = \frac{a_1 - a_2}{a_1 - a_s}.$$

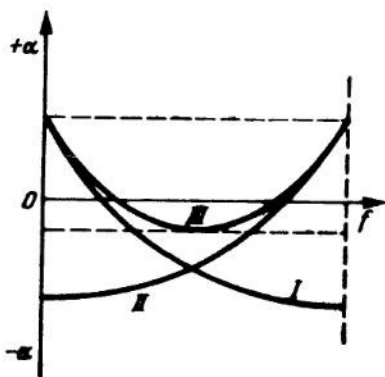
Ha  $a_p = a_s$ , akkor  $k_{1p} = 1/k_{1s}$  és  $k_{2p} = 1/k_{2s}$

(Springstein: „URH készülékek” [Műszaki Könyvkiadó, 1958] c. könyve nyomán 36. ábra, II. görbe.)

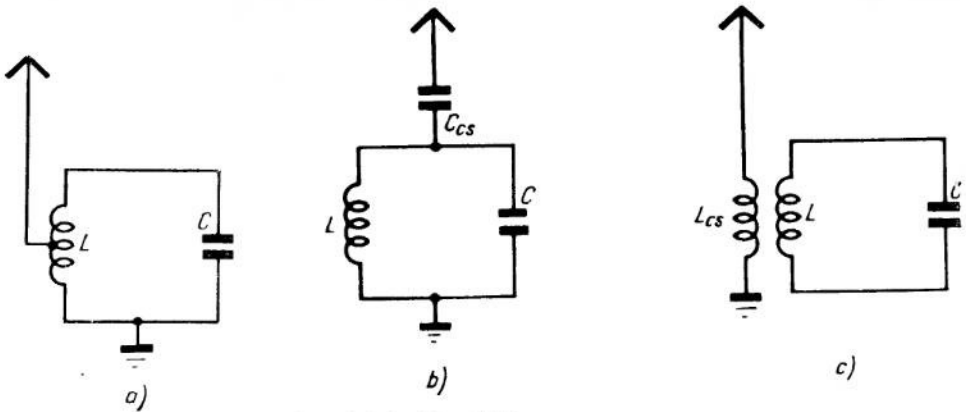
Mint a 36. ábra mutatja, párhuzamos és soros kondenzátorral való egyidejű kompenzációval két frekvenciát függetleníthetünk a hőmérsékletingadozástól (36. ábra, III. görbe). Ha ezt a két frekvenciát ügyesen választjuk meg, akkor az  $\alpha_f = 0$  értéktől való átlagos eltérés igen kicsi lehet. A probléma hasonló a szupervevők oszcillátor- és modulátorkörének az együttfutásához.

#### 4.58 Csatolt rezgőkörök és sávszűrők

A hangolt körnek az antennához, erősítő- vagy demodulátorfokozathoz stb. való csatolása háromféle alapvető módon történhet: galvanikus, kapacitív vagy induktív csatolással. Az alapvető csatolási módok kapcsolását a 37a–c ábrák mutatják. Hogy



36. ábra. Egy, ill. két frekvencián hatásos hőfokkiegyenlítés

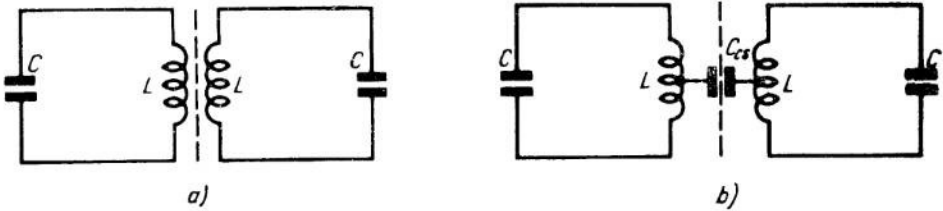


37a és c ábra. Rezgőkör csatolásának különféle módjai

37a ábra. Galvanikus csatolás

37b ábra. Kapacitív csatolás

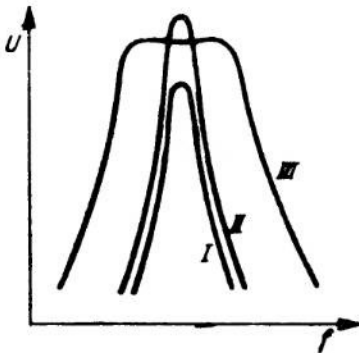
37c ábra. Induktív csatolás



38a és b ábra. Induktív és kapacitív csatolású sávszűrő. Előbbinél sztatikus, utóbbinál mágneses árnyékolás van a két rezgőkör között

esetenként melyik csatolási módot alkalmazzuk, az a mindenkori adottságoktól függ. Ha a csatolásnak olyannak kell lennie, hogy az egyenáramot és a váltakozó áramot különválassza, akkor galvanikus csatolásról eleve szó sem lehet. A kapacitív és az induktív csatolás — kiegyenlítő (trimmer-) kondenzátor vagy egymáshoz képest elforgatható tekercsek alkalmazásával — változtathatóan is kiképezhető.

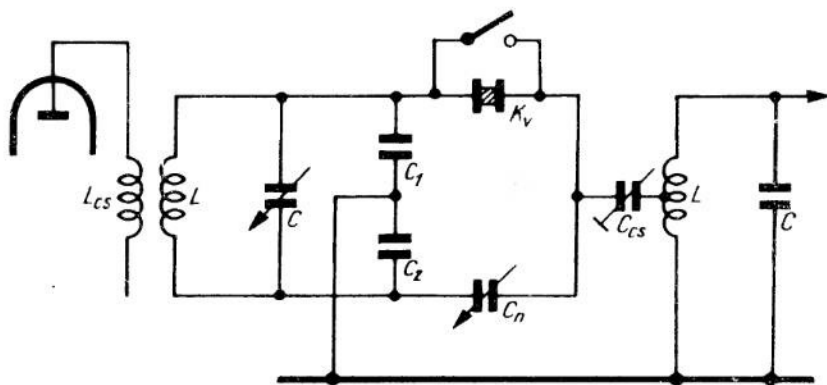
Különösen fontosak a két vagy több hangolt kör kombinációjából álló sávszűrők. A hangolt kör szűrő hatása ugyanis tetemesen megnő, ha még egy másik, ugyanarra a frekvenciára hangolt körrel csatoljuk. Ilyenfajta kéthangoltkörös sávszűrőket alkalmaznak a frekvenciaváltó-készülékek KF-erősítő fokozataiban. Különleges esetekben — pl. többhangoltkörös egyenes vevők bemenő fokozatában — hangolható sávszűrőket is építenek. A sávszűrő hangolt körei között induktív vagy kapacitív csatolás létesíthető; az utóbbi esetben a két hangolt kör tekercse között mágneses árnyékolást kell alkalmazni (38a és b ábra).



39. ábra. Sávszűrők átviteli görbéi különböző csatolásoknál

A kéthangoltkörös sávszűrő frekvenciaátviteli görbéje nagymértékben függ a két kör közötti csa-

tolás mértékétől. A 39. ábra mutatja a három lehetséges esetet. Az átviteli görbe kritikus csatolás esetén éri el a legnagyobb magasságot (ebben az esetben a legnagyobb a rezonanciafeszültség). Ha a csatolás a kritikusnál lazább, akkor az átviteli görbe keskenyebb és nem olyan magas. A kritikusnál szorosabb csatolás esetén az átviteli görbe kiszélesedik, és a közepén kis nyereg képződik. Ha a sávszűrő köreit párhuzamosan kapcsolt ellenállással csillapítjuk, akkor az átviteli görbe szélesebb lesz. Rövidhullámú vevőkben általában keskeny átviteli görbére van szükség. Táviró jelek vételéhez csak igen keskeny (néhány száz Hz szélességű) sávot kell átvinni. Az átviteli görbe kéthangoltkörös sávszűrővel nem keskenyíthető le kellőképpen; ilyenkor több, sávszűrővel egymáshoz csatolt KF-erősítő fokozatot szokás alkalmazni. Rendkívüli követelmények többhangoltkörös sávszűrőkkel és kvarc-szűrőkkel elégíthetők ki. A kvarc-szűrők vékony kvarclemezek piezoelektromos tulajdonságát hasznosítják; ezek rendkívül meredeken vágó soros rezgőkörként viselkednek. Kvarc-szűrő



40. ábra. Kvarc-szűrő kapcsolása

vázlatos kapcsolását mutatja be a 40. ábra. A kvarcot — amelynek, mint soros rezgőkörnek, a rezonancia-frekvencián minimális az ellenállása — sorbakapcsolják két közönséges rezgőkör közé. A kvarc foglalatkapacitása által okozott párhuzamos rezonanciát kapacitív hídkapcsolás segítségével nyomják el, illetve tolják el más frekvenciatartományba. A hídkapcsolás egyik ágát képező, neutralizálásra használt kondenzátort (a 40. ábrán  $C_n$ ) hangolhatóan képezik ki.

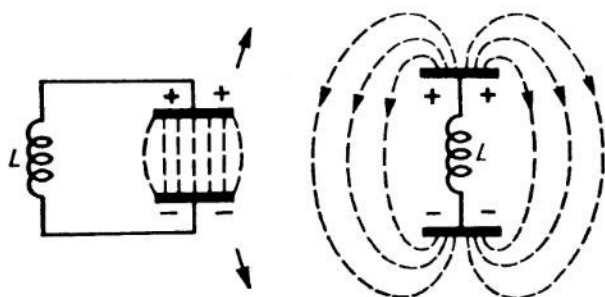
Mint hogy a kvarckristály rezonanciafrekvenciája nem változtatható, kvarc-szűrők csak állandó frekvencián működő, tehát üzemszerűen nem hangolt rezgőköröknél (pl. KF-körök) jöhetnek szóba.

#### 4.59 Nyitott rezgőkörök

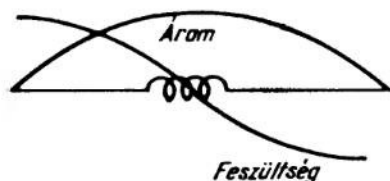
Az eddig tárgyalt rezgőköröket egy-egy koncentrált kapacitásból (a rezgőkör kondenzátora) és koncentrált induktivitásból (a rezgőkör tekercse) állítottuk össze; de rezgőkört képez a hosszú vezeték folytonosan megoszló kapacitása és induktivitása is. Ilyen rezgőkör pl. a már említett — URH és deciméterhullámú berendezésekben gyakran alkalmazott — hangolt tápvonal (Lecher-vezeték). Ha a hangolt kör kondenzátorának a lemezeit (41a ábra) széthúzzuk, akkor a villamos erővonalak is széthúzódnak,

és a 41b ábrán bemutatott nyitott rezgőkör jön létre. Ez a nyitott rezgőkör az antenna, pontosabban a hangolt dipólus alapja. Maga a hosszú vezető a rezgőkör induktivitása és egyben kapacitása. A feszültség- és az árameloszlást a 42. ábrán láthatjuk. A félhullám ( $\lambda/2$ ) hosszúságú dipólus közepén áram-maximum (áram-has) és feszültségminimum (feszültségcsomópont)

alakul ki. A végein viszont, ahonnan az áram nem tud tovább folyni, áram-minimum és feszültség-maximum mutatkozik. A rezonanciafrekvencia a vezető hosszától függ. A közönséges dipólus elméleti  $l$  hosszúsága a hullámhossz felével ( $\lambda/2$ ) egyenlő, a rezonanciafrekvencia ennek megfelelően



41a és b ábra. Nyitott rezgőkör származtatása



42. ábra. Feszültség- és árameloszlás a nyitott rezgőkörben

$$f = \frac{c}{2l},$$

ahol  $c$  = a fény terjedési sebessége =  $3 \cdot 10^8$  m · s<sup>-1</sup>.

A valóságban a dipólusnak valamivel rövidebbnek kell lennie, mert a vezeték mentén a hullám terjedési sebessége  $c$ -nél kisebb.

A rövidhullámú technikában igen nagy jelentőségűek a jól rezgő, hangolt antennák. A rádiós mondás szerint: „A jó antenna a legjobb rádiófrekvenciás erősítő.” Mindenesetre lényeges, hogy az antenna hangolása pontos legyen. Az antenna rezonanciafrekvenciáját az antennához, vagy a hozzávezetéshez kapcsolt induktivitással, ill. kapacitással lehet megváltoztatni. Az antenna-végekre kapcsolt kapacitív terhelés (pl. a botantenna tetején elhelyezett háztető-szerű kondenzátorlemez) és az antenna közepébe, tehát az áramhasba kapcsolt induktivitás „hosszabbítja” az antennát, vagyis csökkenti a rezonancia-frekvenciáját. A hozzávezetésbe vagy az antenna közepébe kapcsolt kapacitás ezzel szemben „rövidítő” hatású. Mindezek a hangolási módok többé-kevésbé rontják az antenna hatásfokát úgy, hogy a legelőnyösebb, ha az antenna olyan hosszú, hogy külön hangolóelemek alkalmazása nélkül is a kívánt frekvencián van rezonanciában.

## 4.6 ELEKTRONSÖVEK

### 4.6.1 Termikus elektronemisszió

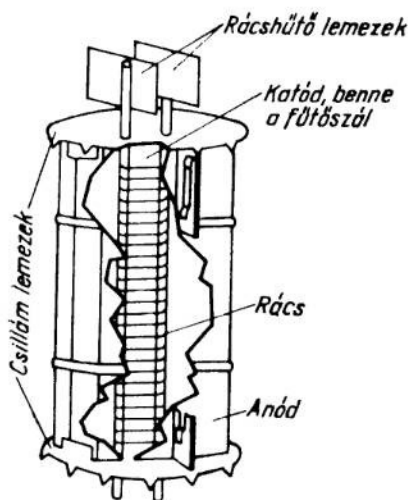
Minden elektroncső működése azon a jelenségen alapul, hogy izzított fémek felületéről elektronok lépnek ki a környező levegőbe. A kibocsátott (emittált) elektronok mennyisége és sebessége nagyjából a vezető hőmérsékletével arányos, de nagy mértékben függ attól, hogy milyen fémről van szó. Pl. az alkáli- és az alkáli földfémek emittáló képessége különösen nagy, a nehéz fémeké pedig kicsi. Atmoszférikus nyo-

mású levegőben a gáz- (O, N) molekulákkal való gyakori összeütközések nagymértékben korlátozzák az elektronok mozgását.  $10^{-7}$ – $10^{-8}$  atmoszférán (ami kb.  $10^{-5}$ – $10^{-6}$  Hgmm-nek felel meg) már sokkal könnyebben lépnek ki az elektronok az izzó vezetőből. Ez a csökkentett nyomás (amit szaknyelven általában vákuumnak neveznek) a termikus emisszió kifogástalan működésének fontos előfeltétele. A wolfram fajlagos emissziója — az alkáli- és az alkáli földfémekéhez képest — nem különösen nagy, magas olvadáspontja azonban lehetővé teszi, hogy a megfelelően elkészített wolframhuzalt fehér izzásig hevítsük; ilyen módon nagy elektronemisszió érhető el. Ha a wolfram-huzallal szemben pozitív töltésű elektródát helyezünk el, akkor ez magához vonzza, ill. szívja a kibocsátott elektronokat, és így az elektron-áram a vákuumon keresztül záródik.

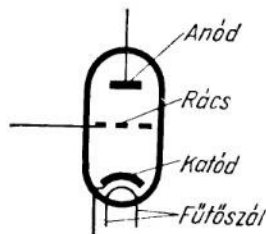
#### 4.62 Az elektroncsövek szerkezeti alapelvei

A 4.61 pont fejtegetései meghatározzák valamennyi elektroncső szerkezeti alapelveit. A negatív sarkot, vagyis elektronforrást képező, villamos fűtéssel izzított elektróda, a *katód*, légtüres üveg-, acél- vagy kerámiaanyagból készült burában foglal helyet.

A pozitív felfogó-elektroda, az *anód*, általában a katódot körülvevő henger vagy hasáb; a katód a hossz tengelyében helyezkedik el. Csak különleges deciméter-hullámú csövek elektródái egymással szembeállított lemez alakúak. Az anód és a katód között — a kételektrodás csövektől (*diódák*) eltekintve — minden csőnél egy vagy több, az elektronáram vezérlésére szolgáló további elektróda helyezkedik el; ezeket *rácsok*



43. ábra. Trióda szerkezete



44. ábra. Trióda kapcsolási jelképe

nak nevezzük. A rácsok a katódot koncentrikusan körülvevő, spirálisan feltekercselt huzalból állanak. A 43. ábra háromelektrodás cső (*trióda*) szerkezetének a vázlatát, a 44. ábra pedig a kapcsolási jelét mutatja. A vákuum csak akkor maradhat fenn tartósan a burában, ha az elektródák kivezetéseinek a beforrasztása légmentesen zár és hőálló. Ennek az érdekében különleges forrasztóüveget és fémet használnak; a kivezetéseket a régebbi eljárás szerint üvegcsőből készült lapításba (*lapításos cső*), a korszerűbb eljárás szerint üvegből sajtolt tárcsába (*színüvegcső*) forrasztják be. Az izzólámpagyártásból átvett eljárással készült lapításos csövek egy bizonyos méretűnél kisebbek nem lehetnek, éppen ezért miniatűr csövek csak színüveg-kivitelben készíthetők. Ennek az utóbbi eljárásnak megvan az az előnye is, hogy az ezzel készített csöveknél az egyébként sajtolt műanyagból készült, sok hátrányos tulajdonsággal

(kis átívelési szilárdsággal, a kivezetések közötti nagy kapacitással) rendelkező cső-foglalat elmarad, mert a színüvegcsővek elektródakivezetései egyben a csőfej dugaszainak (csapjainak) szerepét is betöltik. A csapokat azonban nem szabad komolyabb mechanikai igénybevételnek kitenni, mert különben a cső menthetetlenül megrongálódik. A csöveket általában — egyes, a szubminiatűr csöveknél szokásos kivételektől eltekintve — sohasem forrasztják be az áramkörbe, hanem szabványos foglalatba dugaszolják. A cső így bármikor könnyen kicserélhető, a kivett cső pedig különleges csővizsgáló készülékkel megvizsgálható.

#### 4.621 Közvetlen és közvetett fűtés

A katód *közvetlen* vagy *közvetett fűtésű* lehet. A közvetlen fűtésű csőnél maga az izzószál látja el az elektronforrás szerepét is. Az emisszió növelése érdekében a fűtőszálát tórium- vagy báriumoxid-réteggel vonják be. Közvetlen fűtésűek a telepes üzemre készült csövek (pl. a D-sorozat csövei) és a hálózati egyenirányító csövek. Ez utóbbiak váltakozó árammal is fűthetők, míg a többi közvetlen fűtésű cső fűtésére tiszta egyenáramot kell használni, nehogy az anódáram bűgás-összetevőt tartalmazzon.

A közvetett fűtésű csövek katódja rendszerint csőalakú, anyaga nikkel vagy hasonló; a felületét nagyemissziójú földalkálifémoxid-réteg borítja. A csővecske belsejében — attól elszigetelve — foglal helyet az egyen- vagy váltakozó árammal izzítható fűtőszál. Vannak olyan csövek, amelyeknek a fűtőszála a fűtőfeszültség forrással párhuzamosan kapcsolandó; ezeknek a fűtőfeszültségük egyenlő, ilyenek pl. a 6,3 V fűtőfeszültségű E-sorozatú csövek. Vannak olyan csövek is, amelyek soros fűtésűek; ezeknek a fűtőáramuk egyenlő, ilyenek pl. a 100 mA fűtőáramú U-sorozatú csövek. Ezeket főképpen az univerzális készülékekben használják. A közvetett fűtésű csöveknél ügyelni kell arra, hogy az izzószál és a katód közötti feszültség ne haladja meg a gyár által előírt csúcscértéket (általában kb. 50–60 V).

Vannak különleges, ún. *félíg közvetett fűtésű* csövek is, amelyeknek a katódja össze van kötve az izzószál közepével.

#### 4.622 Az anódelemez hűtése

Miközben az elektronok az anódba ütköznek, hő fejlődik; ez az ún. *anódvesztesség*. Minthogy a keletkező meleg bizonyos körülmények között tetemes mennyiségű lehet, gondoskodni kell az anódelemez megfelelő hűtéséről. A kis csövek (vevőcsövek és kisebb adócsövek) sugárzó hűtésűek, vagyis a meleg sugárzás útján távozik el az anódról. Az anód hőszugárzó képességét az anódelemez grafittal vagy más hasonló anyaggal történő befeketítésével és nagyfelületű anódkivezetéssel növelik. Előfordul, hogy grafit-anódot alkalmaznak (pl. az RL 12 T 15 csőnél). A nagyobb adócsöveket lég- vagy vízhűtéssel tartják az előírt hőmérsékleten. Amatőrüzemben ilyen hűtési módokra nem igen lehet szükség; legfeljebb enyhe léghűtés jöhet szóba. Üzem közben a rácsok is alaposan felmelegedhetnek. A vékony, molibdén-huzalból készült rácsok megolvadását úgy akadályozzák meg, hogy a rácsokat tartó bordákra hűtőlapocskákat hegesztenek, amelyeknek viszonylag nagy felülete elősegíti a sugárzás útján történő hőleadást.

#### 4.623 A csövek getterezése

A gyártáskor nagy figyelmet kell fordítani jó vákum ( $10^{-6}$  torr) előállítására és fenntartására. Miközben a csőburából kiszivattyúzzák a levegőt, az elektródákat rádiófrekvenciás tér segítségével izzítják, hogy az abszorbeált gázok eltávozzanak belőlük.



Ennek ellenére előfordulhat, hogy később, üzem közben, gázok szabadulnak fel az anódból vagy valamelyik másik elektródából, ami a vákum csökkenését idézheti elő, ez viszont nagymértékben befolyásolhatja a cső használhatóságát. Az ilyen gázmaradványok káros hatásának az elkerülésére a legtöbb cső belsejében kis lemeztartályban (gettercsésze) alkáliföldfém- (bárium- vagy kalcium-) labdacsozt helyeznek el; ez az ún. getter. A cső falának a getterrel szemben levő részén többnyire ezüstös vagy feketésbarna bevonat látható, amit az elpárolgott getter képez. A getter vegyileg megköti az esetleg mutatkozó O vagy N maradványokat, és így a vákum fenntartása hosszú időre biztosítható. Ha az ezüstös getter-rétegen pehelyszerű fehér foltok jelennek meg, ez annak a jele, hogy a cső levegőt kapott és használhatatlanná vált.

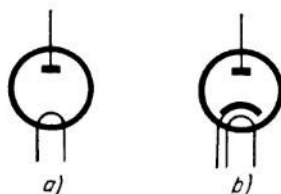
#### 4.63 A dióda

A legegyszerűbb elektroncső a 45. ábrán kapcsolási jelével ábrázolt kételektrodás cső, a dióda. Csak anódja és katódja van. Az  $I_f$  erősségű árammal fűtött katód körül elektronfelhő (tértöltés) képződik. Ha az anódra pozitív feszültséget kapcsolunk, akkor ez magához vonzza az elektronokat; a kialakuló  $I_a$  anódáram az  $U_a$  anódfeszültség függvénye (46. ábra). Az anódfeszültség növelésével az  $I_a$  anódáram addig nő, amíg el nem éri a katód anyagától, felületétől és hőmérsékletétől függő telítési áramot. A 46. ábrán bemutatott jelleggörbe ennek megfelelően a telítési áram elérése után vízszintes egyenesbe megy át. Az anódfeszültség további növelése már nem befolyásolja az anódáramot. Mint a karakterisztikán látható; már 0 V anódfeszültség esetén is folyik valamennyi anódáram, sőt, a görbe egy kis szakasza átnyúlik a negatív anódfeszültségek tartományába is. Ez az ún. *induló áram* annak a következménye, hogy az elektronok bizonyos sebességgel lépnek ki a katódból, és egy kis részük eljut az anódra anélkül, hogy útközben gázmolekulába ütközne.

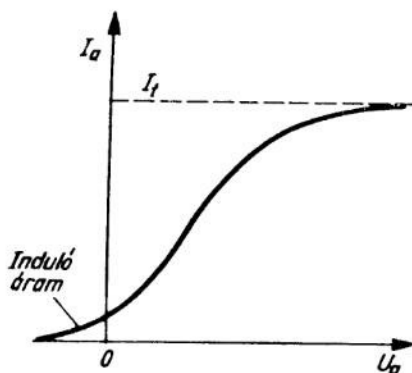
#### 4.631 A diódák alkalmazása

A diódát mindenfajta váltakozó áram egyenirányítására használják; ennek az alkalmazásnak az alapja az a jelenség, hogy az elektroncsőben csak egyirányú áram folyhat.

A cső  $R_b$  belső ellenállása a karakterisztika egyenes szakaszán nagyjából állandó, és pedíg  $U_a/I_a$  értékű; ez az érték a cső és az elektrodák méreteitől, a katód anyagától és a burában levő gáznyomástól függ. Ha nagy a gáznyomás (rossz a vákum), akkor a belső ellenállás kisebb, mert ebben az esetben a negatív töltésű elektronok áramlásán ( $I_e$ ) kívül még pozitív töltésű ionok anód-katód-irányú áramlása ( $I_i$ ) is fellép. Ez az



45. ábra. Dióda kapcsolási jelképe:  
a) közvetlen fűtésű dióda;  
b) közvetett fűtésű dióda

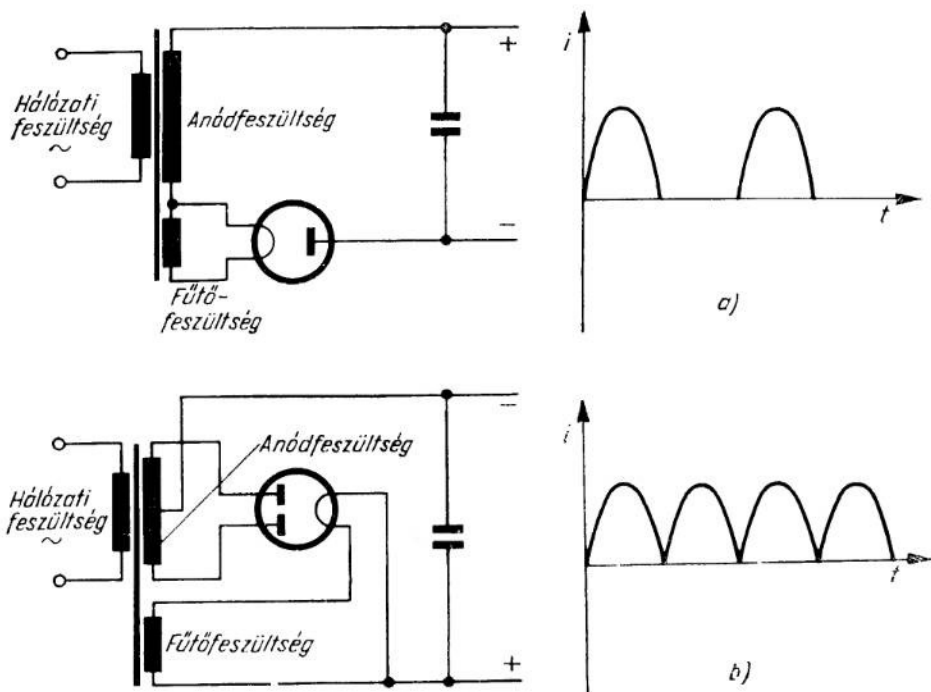


46. ábra. Dióda jelleggörbéje

ionáramlás különféle nem kívánatos jelenségek okozója, éppen ezért az ilyen csövek — főképpen nagyobb frekvenciákon — nem használhatók. Rádiófrekvenciás egyenirányításra általában igen jó vákummal bíró csöveket használnak, amelyeknek természetesen ennek megfelelően nagy a belső ellenállásuk; hálózati egyenirányításra — aminél gyakran igen nagy áramerősségek folynak — előnyösebb, ha  $R_b$  kisebb. A hálózati egyenirányítócsöveknél éppen ezért rosszabb vákummal is megelégszünk, sőt, különleges esetekben szándékosan ritkított nemes gázokkal vagy higanygőzzel töltik meg a csövet. Az ilyen csövek katódjának igen nagy emissziójának kell lennie; rendszerint nagy felületűek, a jobb emittálóképesség érdekében tórium- vagy báriumoxid-réteggel bevont wolfram- vagy molibdén-szalagból készülnek.

Az egyenirányításra használt diódákra a maximális anódáramon kívül az a megengedhető legnagyobb egyenfeszültség — az ún. zárófeszültség — is jellemző, amely záróirányban az elektródákra kapcsolható. A csőtáblázatok vagy adatlapok mindkét értéket megadják; túllépésük nagymértékben megrövidíti a cső élettartamát.

Az egyenirányítás folyamatát a 47. ábra mutatja (ez az ábra az elektroncső nélküli egyenirányítókra is érvényes, mint amilyenek pl. a félvezetővel működő egyenirányítók). Megkülönböztetünk *egyutas* és *kétutas egyenirányítást*. A hálózati egyenirányítócsövek rendszerint kétutas egyenirányításra alkalmasak. A katódjukon kívül két különálló anódjuk van; ezek a hálózati transzformátor egy közepén megcsapolt tekercséhez csatlakoztathatók, az egyes anódokon tehát egymáshoz képest  $180^\circ$ -kal eltolt feszültség van. Minden félperiódusban az egyik anód működik, a másik lezár.

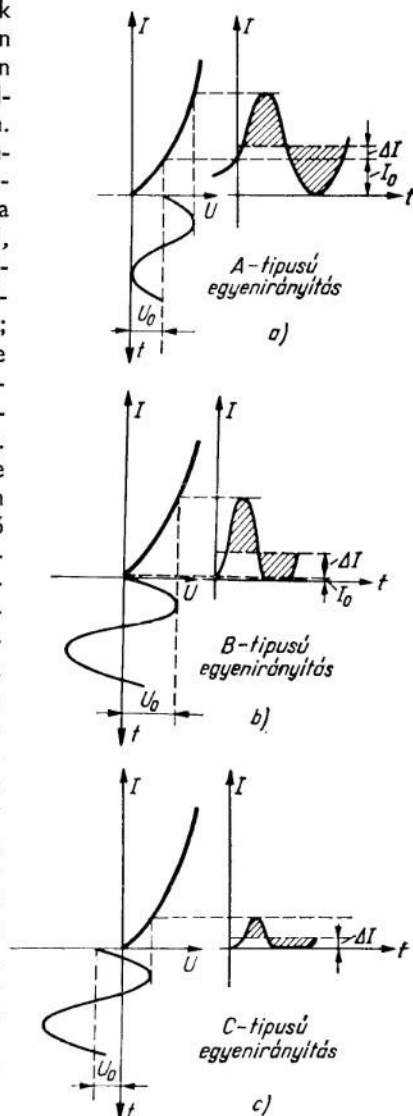


47. ábra. Diódás egyenirányító kapcsolások: a) egyutas; b) kétutas egyenirányítás

Az eredmény lüktető egyenáram, amelynek a frekvenciája a hálózati frekvencia kétszerese. Sokkal könnyebben szűrhető (szűrésen a váltakozóáramú összetevő eltávolítását értjük, ami bűgásmentességet eredményez), mint az egyutas kapcsolásból származó szaggatott egyenáram.

#### 4.632 Dióda-egyenirányítás

A kis- és nagyrezgésszámú váltakozó áramok diódával három különböző üzemi állapotban egyenirányíthatók; a három üzemi állapot abban különbözik egymástól, hogy a munkapont mind-egyikben a csőjelleggörbe más-más helyén van. A 48. ábrán látható a munkapont elhelyezkedése A-, B-, ill. C-típusú egyenirányítás esetén. A munkapont beállítása az elektródákra kapcsolt megfelelő nagyságú egyenfeszültséggel, az ún. előfeszültséggel történik. A rádiótechnikában általában a B-típusú egyenirányítást használják, amelynél a cső előfeszültsége közel nulla; a munkapont ennek megfelelően a jelleggörbe alsó könyökében helyezkedik el. Az egyenirányítandó váltakozó áram pozitív félperiódusát hasznosítjuk, míg a negatív félperiódust elnyomjuk. A keletkező lüktető egyenáram átlagos értéke egyenesen arányos a váltakozó árammal; éppen ezért a dióda B-típusú üzemmódjában létrejövő egyenirányítást *lineáris egyenirányításnak* is nevezik. Ha az anódra pozitív előfeszültséget kapcsolunk, akkor ez  $I_0$  nagyságú *nyugalmi áramot* eredményez, a munkapont pedig feljebb csúszik a jelleggörbén. Az A-típusú üzemmódot akkor érjük el, amikor a munkapont a jelleggörbe közepe táján van. Ha a váltakozó feszültség kis amplitudójú, akkor egyáltalában nem is lép fel egyenirányítás. Ha azonban a váltakozó feszültség amplitudója olyan nagy, hogy a negatív félhullám már a csőkarakterisztika alsó, görbült szakaszába nyúlik, akkor a nyugalmi áram  $\Delta I$  értékkel megnő (48a ábra). A csőkarakterisztika görbültsége következtében a váltakozó áram és az egyenáram közötti összefüggés megközelítően négyzetes, éppen ezért az A-típusú egyenirányítást *négyzetes egyenirányításnak* is szokták nevezni, annak ellenére, hogy ez az elnevezés nem minden esetben találó és matematikailag nem mindig helytálló. Ha az anódra negatív előfeszültséget kapcsolunk, akkor a munkapont messze balra tolódik, és csak akkor folyik áram a csövön át, ha igen nagy amplitudójú váltakozó árammal vezé-



48a-c ábra. A-, B-, ill. C-típusú diódaegyenirányítás

reljük. Ebben az esetben csak a váltakozó feszültség pozitív csúcsainál folyik áram, a dióda minden más időpontban zár. Ilyenkor *csúcseyenirányításról* beszélünk (C-típusú üzemmód).

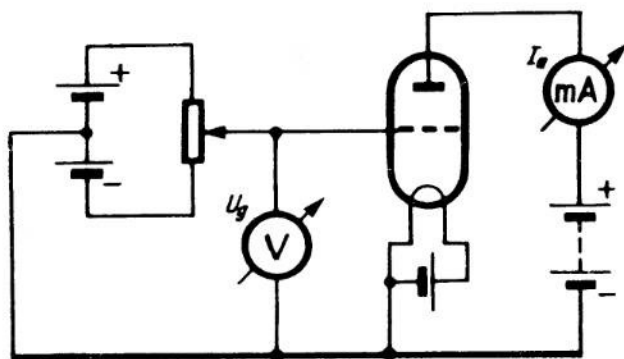
A váltakozó és az egyenfeszültség, ill. áram közötti összefüggés ismerete különösen mérőberendezésekben, pl. csővoltmérőknél fontos, ahol a mérendő váltakozó feszültséget előbb egyenárammá kell átalakítani, és ezt az egyenáramot méri a műszer. Az ilyen csővoltmérőkben, mint amilyent pl. a vevőkészülékekben a vett jel erősségének a mérésére is használják, A- vagy B-típusú egyenirányítást szokás alkalmazni. A C-típusú egyenirányítás a híradástechnikában gyakran impulzusválasztásra vagy zavarelnyomásra használatos; ez utóbbi esetben a meghatározott szintet túlhaladó feszültségcsúcsokat — a vételt zavaró zajfeszültséget — negatív előfeszültségű dióda zárja rövidre. Dióda helyett másfajta egyenirányító, pl. kristálydióda vagy kuprox is használható.

#### 4.64 A trióda

Ha a dióda katódja és anódja közé egy további elektródát, a rácst helyezzük, akkor a háromelektrodás elektroncsőhöz, a triódához jutunk. A rácsnak az a feladata, hogy a katódtól az anód felé folyó elektronáramot vezérelje, vagyis hogy annak az erősségét az anódfeszültségtől függetlenül szabályozza. A rácsfeszültség megváltozása sokkal nagyobb mértékben befolyásolja az anódáramot, mint az anódfeszültség ugyanakkora értékkel történő megváltozása. A rácsnak ez a vezérlő hatása az alapja annak, hogy a triódát és a többrácsos csöveket erősítőként használhassuk.

##### 4.641 A rácsfeszültség-anódáram-karakterisztika

A 49. ábra szerinti elrendezésben megmérhető, hogy az  $U_g$  rácsfeszültség adott  $U_a$  anódfeszültség mellett milyen mértékben befolyásolja az  $I_a$  anódáram értékét. Változó  $U_g$  feszültség mellett mérve az  $I_a$  értékeket, pontonként felvehetjük a trióda



49. ábra. Csőjelleggörbe felvételére alkalmas kapcsolás

rácfszfűltség-anódáram-karakterisztikáját (50. ábra). A karakterisztika általában a negatív rácfszfűltség-tartományban kezdődik, fokozatosan emelkedik (alsó könyök), és egy bizonyos  $U_g$  értéknél eléri a legnagyobb meredekségét; ennek az értéknek a környezetében a karakterisztika megközelítően egyenes. Ha a rácfszfűltség tovább nő pozitív értelemben, akkor a karakterisztika eléri a felső könyököt, amelyhez a dió-

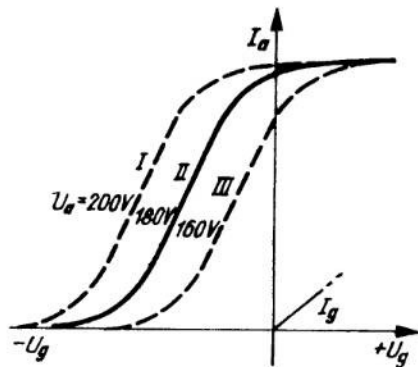
dáknál már megismert telítési tartomány gyakorlatilag vízszintes jelleggörbeszakasza csatlakozik. A pozitív rácfszfűltség-tartományban még  $I_g$  rácáram is fellép. Ha az anódfeszűltség nagyobb, akkor az egész karakterisztika balra, ha kisebb, akkor

jobbra tolódik (az 50. ábrán szaggatott vonallal rajzolva). A cső alkalmazása szempontjából a karakterisztika egyenes szakasza a legfontosabb. A karakterisztika  $S$  meredekségét a  $\Delta I_a / \Delta U_g$  viszony jellemzi:

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \text{ [mA/V]}.$$

A belső ellenállás — hasonlóan, mint a diódánál —:

$$R_b = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \text{ [\Omega]};$$



50. ábra. Trióda rácsheszültség-anódáram-karakterisztikája

ha az anódfeszültséget V-ban, az anódáramot pedig mA-ban adjuk meg, akkor a belső ellenállást k $\Omega$ -ban kapjuk. A harmadik fontos jellemzőt, az ún. áthatást, a rácsheszültség és az anódfeszültség által az anódáramra gyakorolt hatás aránya szolgáltatja. Minthogy az anódfeszültség a rácson át is bizonyos mértékig hat az elektronokra, azért a meghatározott anódáramváltozást előidéző rácsheszültségváltozásnak és az ugyanakkora anódáramváltozást okozó anódfeszültségváltozásnak a viszonyát *áthatásnak* nevezzük; értéke:

$$D = \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \text{ [\%]}.$$

Az áthatás nevezetlen viszonyszám, amely mindig kisebb 1-nél, és rendszerint %-ban adják meg. A  $D = 0,1$  vagy  $D = 10\%$  mértékű áthatás azt jelenti, hogy akkora anódáramváltozás előidézéséhez, mint amekkorát pl. 1 V rácsheszültségváltozás okoz, tízszer akkora, vagyis 10 V anódfeszültségváltozás szükséges. Más szóval: bizonyos nagyságú anódfeszültségváltozás tízszer kisebb mértékben befolyásolja az anódáramot, mint az ugyanakkora rácsheszültségváltozás. Az áthatás a  $C_{ak}$  anód-katód-kapacitás és a  $C_{gk}$  rácsheszültség-kapacitás viszonyával is kifejezhető:

$$D = \frac{C_{ak}}{C_{gk}} \text{ [\%]}.$$

Az áthatás a cső szerkezetétől függ. Minél közelebb van egymáshoz a rácshuzal két szomszédos menete a katódtól való távolságához képest, annál kisebb a cső áthatása. A három csőjellemező — az állandó anódfeszültség melletti meredekség, az állandó rácsheszültség melletti belső ellenállás és az állandó anódáram melletti áthatás — szorzata:

$$\left( \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g} \right)_{U_a = \text{const}} \cdot \left( \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} \right)_{U_g = \text{const}} \cdot \left( \frac{\Delta U_g}{\Delta U_a} \right)_{I_a = \text{const}} = 1,$$

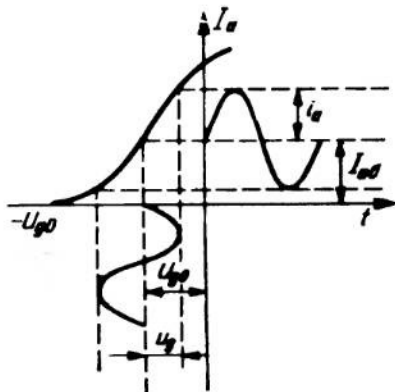
vagyis

$$SDR_b = 1.$$

Ezt az összefüggést *Barkhausen* állapította meg, és róla nevezték el *Barkhausen-féle egyenletnek*.

## 4.642 A trióda, mint erősítő

Az elektroncsővel történő erősítés elvét az 51. ábra mutatja be. A rácra  $u_g$  váltakozó feszültséget kapcsolunk. Az  $U_{g0}$  rácselepfeszültség megfelelő értékénél a munkapont a karakterisztika egyenes szakaszának a közepére jut. Az anódáram az  $I_{a0}$  nyugalmi anódáramhoz képest  $i_a$  értékkel változik meg. Ha a cső meredeksége kicsi, akkor ugyanekkora anódáramváltozás előidézéséhez nagyobb rácsváltakozófeszültségre van szükség. A csővel elérhető erősítés a meredekség függvénye.



51. ábra. Az elektroncsőves erősítés elve

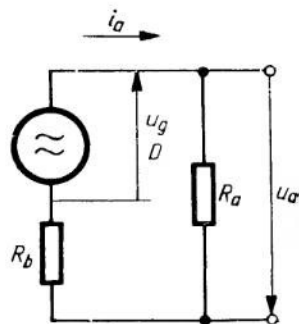
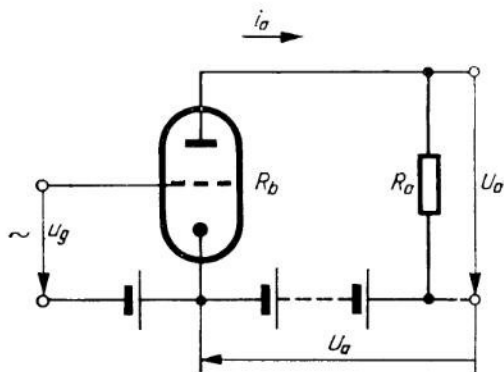
Az anódon megjelenő feszültség-ingadozás adott értékű anódmunkaellenállás esetén az anódáram-ingadozással arányos (52a és b ábra). A cső  $R_b$  belső ellenállása és az  $R_a$  anódmunkaellenállás sorbakapcsolódnak, és feszültségosztót képeznek. Mínt hogy az  $R_b$  belső ellenállás függ a rácsvérlésétől, azért az anódáramon kívül az anódon levő feszültség is megváltozik. Ha az anódáram nő, akkor az anódfeszültség csökken, és megfordítva: ha az anódáram csökken, akkor az anódfeszültség nő. Nem szabad figyelmen kívül hagyni, hogy a triódánál — a segéd rácscsővel ellentétben — az anódfeszültség visszahat a vezérlésre. A visszahatás következtében a rácsváltakozó feszültséghez hozzáadódik a  $D \cdot u_a$  érték. A rácson levő hatásos váltakozó feszültséget vezérlő feszültségnek nevezzük, és  $u_v$  betűvel jelöljük. A vezérlő feszültség:

$$u_v = u_g + D \cdot u_a.$$

Segéd rácscsővel:

$$u_v = u_g.$$

Az anódváltakozófeszültség és a rácsváltakozófeszültség viszonyát a cső feszültség-erősítésének nevezzük, és  $A$  betűvel jelöljük. A triódának az 52b ábrán látható helyet-



52a és b ábra. A trióda, mint feszültség-erősítő

tesítő kapcsolása alapján:

$$i_a = \frac{u_a}{R_a} = \frac{u_g}{D} \cdot \frac{1}{R_b + R_a} = S \cdot u_g,$$

$$u_a = i_a \cdot R_a = \frac{u_g}{D} \cdot \frac{R_a}{R_b + R_a}.$$

(Az  $u_a$  anódváltakozófeszültség értéke tehát az  $R_a$  anódmunkaellenállás értékétől is függ). A trióda erősítése ezzel:

$$A = \frac{u_a}{u_g} = \frac{1}{D} \cdot \frac{R_a}{R_b + R_a}.$$

Ha  $R_a = 0$ , akkor az erősítés is  $A = 0$ . A feszültségerősítés akkor a legnagyobb, amikor  $R_a \gg R_b$ :

$$A_{max} = \frac{1}{D}.$$

Nagy feszültségerősítés tehát kis áthatású csővel érhető el. Ezzel szemben a teljesítményerősítésnek (végerősítők stb.) akkor a legjobb a hatásfoka, ha

$$R_a = R_b.$$

A segédrcásos csövek erősítése (feltételezve, hogy az anódfeszültség nem hat vissza a rácson történő vezérlésre) a következők szerint alakul:

$$u_v = u_g,$$

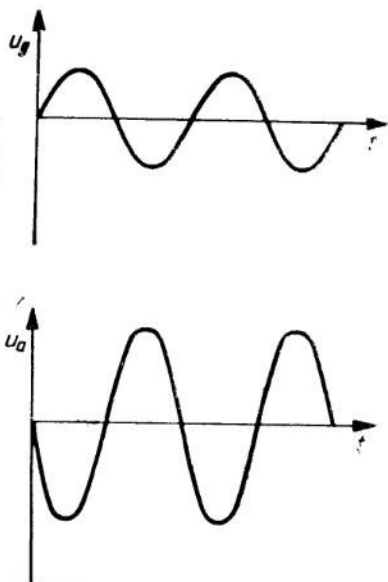
$$A = \frac{u_a}{u_g} = S_a \cdot R_a$$

minthogy

$$u_a = i_a \cdot R_a = R_a \cdot S \cdot u_g.$$

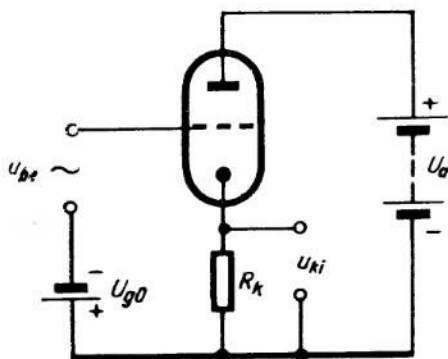
Ha a meredekséget mA/V-ban adjuk meg, csak akkor kapunk helyes eredményt, ha az anódmunkaellenállást k $\Omega$ -ban helyettesítjük be.

Az anódfeszültségváltozás mindig ellentétes értelmű, mint a rácfszfűltség változása (53. ábra), minthogy a rácfszfűltség növekedése növekvő anóddáramhoz, következésképpen csökkenő anódfeszűltséghez vezet, és viszont. A cső rácfszfűltség- és anódváltakozófeszűltsége között tehát mindig 180°-os fáziskülönbség van. Ha a bemenő és a kimenő feszűltségnek fázisban kell lennie, akkor vagy páros számú erősítőt kell egymás után kapcsolni, vagy valamilyen más módon (pl. transzformátoros csatolással) meg kell fordítani a feszűltség fázisát. Különleges esetekben katódkövető (más néven földeltanódú) kapcsolást alkalmaznak (54. ábra). A kimenő feszűltséget ennél a katód-ról veszik le; a bemenő és a kimenő feszűltség fázisban van. Az elérhető legnagyobb erősítés azonban 1-nél kisebb, vagyis a kimenő feszűltség kisebb, mint a bemenő.



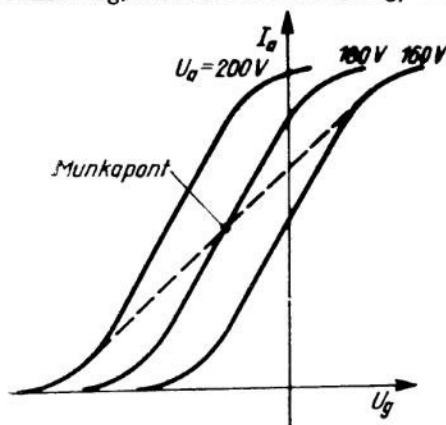
53. ábra. A rác- és az anódváltakozó feszűltség ábrázolása az idő függvényében





54. ábra. Katódkövető erősítő kapcsolása

keztében folytonosan változik, a karakterisztika is állandóan ide-oda tolódik az abszcissa-tengely mentén; az eredmény a laposabb dinamikus karakterisztika (55. ábra), amely áthalad a munkaponton. Az eltolódás mértékét az anódvisszahatás határozza meg, és ez az oka annak, hogy nem használhatunk akármilyen nagy anódmunkaellenállást. Ha a munkaellenállás túlságosan nagy, akkor az erősítés lecsökken az illesztett esetben bekövetkező optimális értékhez képest. Főképpen triódáknál ez a helyzet, mert ezeknek viszonylag kicsi a belső ellenállásuk és nagy az áthatásuk. A belső ellenállás növekedése és az áthatás csökkenése érhető el a többrácsos csöveknél; ezeknek a fontosabb tulajdonságairól később lesz szó.



55. ábra. A dinamikus jelleggörbe származtatása

lineáris torzítás következtében nem lesz szinuszfolyású. A torzítás a váltakozó feszültség egyenirányítását eredményezi; a folyamatot az 56. ábra mutatja be. Mint látható, a rácsváltakozófeszültség egyenirányítása és egyidejű erősítése következik be. Akkor is hasonló a helyzet, ha a csövet a felső karakterisztika-könyökben, vagy azon túl vezéreljük. Ebben az esetben is torzítás és egyenirányítás lép fel. A pozitív rácsfeszültség-tartományban ezen kívül még rácsáram is folyik, ami rendszerint a bemenő feszültség nem kívánatos megváltozását eredményezi, feltéve, hogy a rácsáramot nem vettük már eleve számításba, és nem gondoskodtunk megfelelő bemenő teljesítményről (pl. a végerősítő fokozatot megelőző, ún. meghajtó fokozat révén). A negatív rácsfeszültség-tartományban az erősítőcső teljesítményfelvétel nélkül vezérelhető; pozitív rácsfeszültség esetén a cső típusától függő rácsáram által meghatározott bemenő teljesítményre van szükség.

A kimenő teljesítmény viszont a bemenő teljesítmény sokszorososa lehet, ezért ezt a kapcsolást különösen kis kimenő impedanciájú teljesítményerősítőként és impedanciatranszformátorként használják.

#### 4.643 A dinamikus karakterisztika

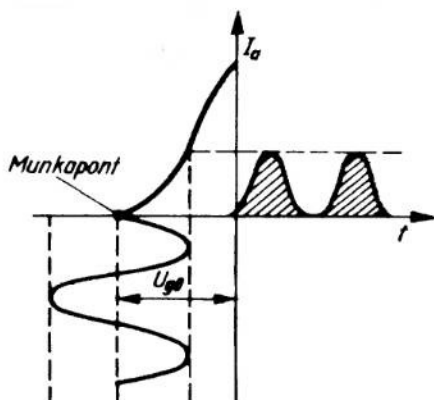
A bemenő és a kimenő feszültség közötti  $180^\circ$ -os fáziskülönbség közönséges erősítőkapcsolásban a cső erősítését is befolyásolja. Az 50. ábrán bemutatott karakterisztika sztatikus jellegű: csak állandó értékű  $U_a$  anódfeszültség esetén érvényes. Mint-hogy az anódfeszültség az  $R_a$  munkaellenálláson létrejövő feszültségingadozás következtében

#### 4.644 A trióda, mint egyenirányító

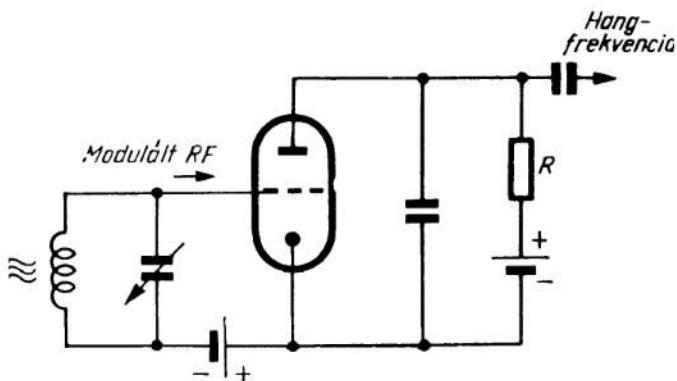
Ha a triódát nem a karakterisztika egyenes szakaszán, hanem pl. az alsó könyökben vezéreljük szinuszalakú váltakozó feszültséggel, akkor az anódáram a fellépő non-

Régebben meglehetősen elterjedt volt anódegyenirányító kapcsolású triódák, ill. többrácsos csövek rádiófrekvenciás demodulátorkénti alkalmazása (57. ábra); ennek a módszernek ma már nincs jelentősége. Sokkal fontosabb a visszacsatolt audion, ami egyenirányító, erősítő és oszcillátor kombinációja; később még részletesen ismertetjük.

Ha az erősítőfokozatot a karakterisztika görbült szakaszáig kivezéreljük, akkor nem kívánatos rádiófrekvenciás demoduláció következik be. Különösen távbeszélő üzemű adóknál fenyeget az a veszély, hogy az adó RF rezgéseit a saját modulátorerősítője a karakterisztikája görbült szakaszán egyenirányítja, ami azután zavaró füttyöket és a moduláció torzulását okozza.



56. ábra. A trióda, mint egyenirányító



57. ábra. Trióda anódegyenirányító kapcsolásban

#### 4.645 Teljesítményerősítés

Az RF és a HF erősítők végfokozatainak bizonyos váltakozóáramú (kimenő) teljesítményt kell szolgáltatniuk. A teljesítményerősítő  $R_o$  munkaellenállását a legkedvezőbb hatásfok elérése érdekében illeszteni kell a cső  $R_b$  belső ellenállásához; akkor a legjobb a hatásfok, ha  $R_o = R_b$ . Az  $R_o$  munkaellenállás hatásos ellenállás, legalábbis ebben a frekvenciasávban vagy azon a frekvencián, amelyiken illesztve van (pl. a hangszóró, vagy a rezonanciában levő hangolt kör). A teljesítményerősítő hatásfokát a leadott  $P_v$  váltakozóáramú teljesítmény és a tápfeszültségből felhasznált  $P_e$  egyenáramú teljesítmény aránya jellemzi:

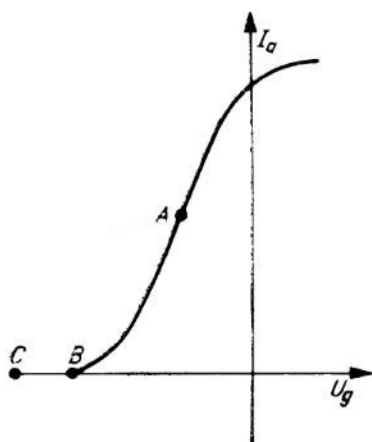
$$\eta = \frac{P_v}{P_e} \cdot 100 (\%).$$

A felhasznált  $P_e$  teljesítményt „input”-nak is szokás nevezni.

A hatások mindig kisebb, mint 1 (illetőleg — százalékban kifejezve, mint 100%). A két teljesítmény közötti különbség az anódvesztés, ami a cső anódján hővé alakul át:

$$P_e - P_v = P_a.$$

RF erősítőknél még a cső RF teljesítménye és az „output”-nak is nevezett antenateljesítmény között is különbséget kell tennünk. A kettő különbözete a csövet követő kapcsolási elemeken (az ún. tankörben) létrejövő veszteség.



58. ábra. A munkapont elhelyezkedése a jelleggörbén

cső erősítőknél csak A- és B-osztályú üzem jöhet szóba; az utóbbinál — a torzítási tényező csökkentése érdekében — kívánatos az ellenütemű kapcsolás; ilyenkor a váltakozó feszültségnek azt a részét, amelyet az első cső, mint negatív félhullámot elnyom, a második cső erősíti. Így hát mindkét félhullám erősítése külön történik, és csak a fokozat kimenetén egyesül ismét teljes rezgés. Az ellenütemű B-osztályú erősítőt főképpen anódmodulációs üzemben használják, teljesítménymodulátorként. A C-osztályú erősítést gyakorlatilag csak RF végfokozatokban vagy frekvenciatöbbszöröző fokozatokban alkalmazzák, amelyeknél kívánatos a nagy felharmonikustartalom. A C-osztályú erősítő tulajdonképpen csak a rezgések csúcsát erősíti; a keletkező, viszonylag erős torzítást a végerősítőcsövet közvetlenül követő rezgőkör, a tankör kiszűri úgy, hogy gyakorlatilag csak az adó RF vívhullámát képező alappfrekvenciát erősítik tovább és sugározzák ki. Kedvezőtlen esetben, pl. a rezgőkör vagy az antenna nem megfelelő illesztése esetén az adó számottevő felharmonikustartalmat is kisugározhat; erre nagyon kell ügyelni az adóberendezéseknél. A kívánt osztályú üzemet a végerősítőcső rácselőfeszültségével lehet beállítani. A rácselőfeszültséget a katódelenállás önműködően állítja elő; a katódnak a földhöz (a készülék fémvázához) képesti feszültsége ennek következtében

$$U_{g0} = I_k \cdot R_k$$

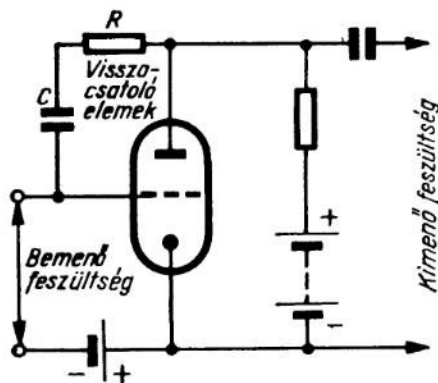
értékkel megnő; itt  $I_k$  = a katódáram és  $R_k$  = a katódelenállás.

A hatások növelése érdekében a cső munkapontját a karakterisztika egyenes szakaszáról negatív irányba kell eltolni, mert a cső így jobban kivézérelhető. A kimenő feszültség ennek folytán bekövetkező torzítását (a torzítás mértékét a torzítási tényező fejezi ki) megengedhető határok között kell tartani, pl. ellenütemű hangfrekvenciás erősítő fokozatok alkalmazásával. A teljesítményerősítők A-, B- és C-osztályúak lehetnek. Az egyes erősítési osztályokat ismét a munkapontnak a karakterisztikán elfoglalt helyzete különbözteti meg egymástól. Az A-osztályú erősítő munkapontja a karakterisztika egyenes szakaszának a közepén van; a B-osztályú erősítőt az alsó karakterisztika-könyökben elhelyezkedő munkapont jellemzi. A C-osztályú erősítő munkapontja (58. ábra) még balrabb tolódik az abszcisszán. B- és C-osztályú üzemben a vezéreltlen csővön gyakorlatilag nem folyik át áram. Hangfrekvencia-

Minthogy a rács fémes összeköttetésben van a készülék fémvázával, feszültsége a katódhoz képest  $-U_{g0}$ . A katódelenállást megfelelő kapacitású kondenzátorral kell áthidalni, amely az erősítendő váltakozó feszültség frekvenciáján rövidzárt képez. Rögzített értékű rácselőfeszültség külön hálózati tápegységből vagy másféle feszültségforrásból biztosítható. B- és C-osztályú üzem esetén csakis ez a módszer jöhet szóba, mert ezekben az üzemmódokban nyugalmi anódáram egyáltalában nem folyik, így állandó értékű rácselőfeszültség katódelenállás segítségével nem volna előállítható. B- és különösen C-osztályú üzemben igen jó a hatásfok (elérheti a 80 %-ot), tehát pl. 50 W anódvesztésű csőből 250 W betáplált (input) teljesítmény esetén 200 W RF teljesítmény vehető ki. A cső ilyen mértékű kivezérése esetén mindenesetre át kell nyúlni a pozitív rácsfeszültségtartományba, és számítani kell rácsáram felépésére. A cső vezérése ebben az esetben már nem teljesítménymentes, a végfokozat előtt teljesítményt szolgáltató meghajtó-fokozatra van szükség. A szokásos vezérlőteljesítmény 100 W-os, C-osztályú pentódás végerősítő fokozat esetén általában 5 W körül van; a pontos érték függ az alkalmazott végerősítőcső meredekségétől és erősítési tényezőjétől.

#### 4.646 Pozitív és negatív visszacsatolás

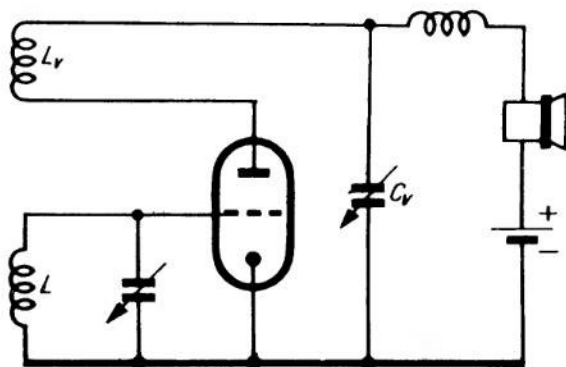
Mint az előzőkben már bemutattuk, az erősítőcső bemenő és kimenő feszültsége között  $180^\circ$ -os fáziskülönbség van. Ha az anód váltakozófeszültség egy részét visszavezetjük a rácsra, akkor az erősítés csökken, vagyis megnő a csillapítás, mert a rács-váltakozófeszültséget a hozzáadódó, ellenkező fázisú anódváltakozófeszültség lecsökkenti. Ezt a jelenséget negatív visszacsatolásnak vagy *ellenacsatolásnak* nevezik. Ilyen kapcsolást mutat be az 59. ábra. Mint a kapcsolásból látható, a negatív visszacsatolás az anód és a rács közötti kapacitás, és ezzel együtt az áthatás megnövekedésének is tekinthető; az áthatás megnövekedése pedig — egyébként változatlan csőadatok esetén — a meredekség, ill. az erősítés csökkenését eredményezi. A negatív visszacsatolást a gyakorlatban pl. hangfrekvenciás erősítők frekvenciaátvitelének a linearizálására használják, éspedig úgy, hogy az egész frekvenciatartomány gyengíteni kívánt részét alkalmas frekvenciafüggő visszacsatoló elemek segítségével az anódról visszacsatolják a rácsra.



59. ábra. Negatív visszacsatolás elvi kapcsolása

Ha az erősítő fokozat anódja és rácsa között további  $180^\circ$ -os fáziselforgatást előidézhető csatolóelemet alkalmazunk, akkor a teljes fáziskülönbség  $360^\circ$ , vagyis az anódfeszültség és a rácsfeszültség fázisban van; az ilyen kapcsolás hatása éppen az ellenkezője az ellenacsatolásénak. Az erősített váltakozó feszültséget nem gyengíti (csillapítja), hanem erősíti, vagyis úgynevezett pozitív visszacsatolás vagy másképpen *együttcsatolás* következik be. Ennek a csillapítást csökkentő, röviden visszacsatolásnak nevezett eljárásnak nagy szerepe van a rádiótechnikában. A további  $180^\circ$ -os fáziselforgatást transzformátoros csatolással valósítják meg, vagy egy második erősítő fokozattal, amelynek az anódváltakozófeszültségét visszavezetik az első cső rácsára.

A 60. ábra az előbbi lehetőségnek megfelelő *Meissner-féle* visszacsatolás, a 61. ábra a második erősítő fokozat segítségével létrehozott visszacsatolás elvét mutatja be, ez utóbbit a *Franklin-oscillátornak* nevezett kapcsolásban.



60. ábra. *Meissner-féle* visszacsatolás elvi kapcsolása

anód- és a rácshoz csatlakozó feszültség értékétől ( $U_{g0} = 0$  V), továbbá a rácselevezető ellenállástól függ. A fellépő rácshoz csatlakozó áram kb. 10%-át teszi ki. A csillapítatlan rezgés létrejöttének, mint ismeretes, az a feltétele, hogy a visszacsatolt anódfeszültség egy bizonyos minimális értéket érjen el, különben csak az erősítő csillapítása csökken. A rácshoz csatlakozó anódváltakozófeszültség viszonya a begerjedés határán az ún. visszacsatolási tényező. Ennek értéke *Barkhausen* szerint:

$$K = D + \frac{1}{SZ_a}$$

ahol  $K$  = a visszacsatolási tényező,

$D$  = az áthatás,

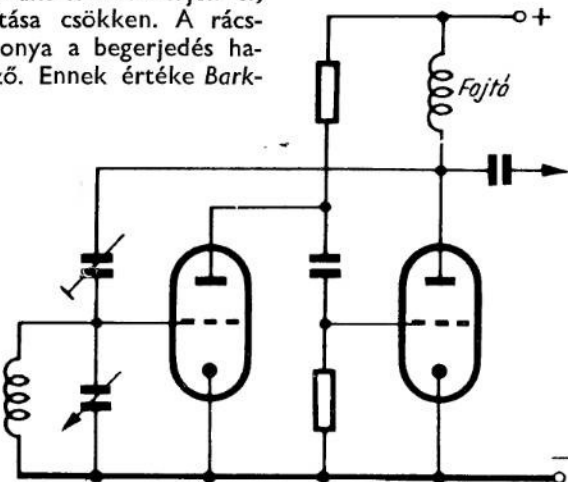
$S$  = a cső meredeksége és

$Z_a$  = az anódköri impedancia,

vagyis a visszacsatoló ág RF ellenállása, tehát hangolt kör esetén ennek a rezonanciaellenállása. Ha a visszacsatolás túlságosan szoros, vagyis lényegesen meghaladja ezt a  $K$  értéket, akkor ez a keletkező rezgés eltorzulására (erős

Az erősítendő váltakozó feszültség csillapításának a csökkentése nem lehet tetszésszerű mértékű, mert a visszacsatolt feszültség egy bizonyos határértékén túl a fokozat begerjed. A cső ilyenkor csillapítatlan rezgéseket állít elő, az erősítő generátorrá válik. Az RF generátor által keltett rezgés frekvenciáját a rácshoz vagy az anódhoz csatlakozó hangolt kör határozza meg.

A begerjedéssel együtt gyakorlatilag minden esetben rácshoz is lép fel, aminek az erőssége lényegében a cső típusától, az

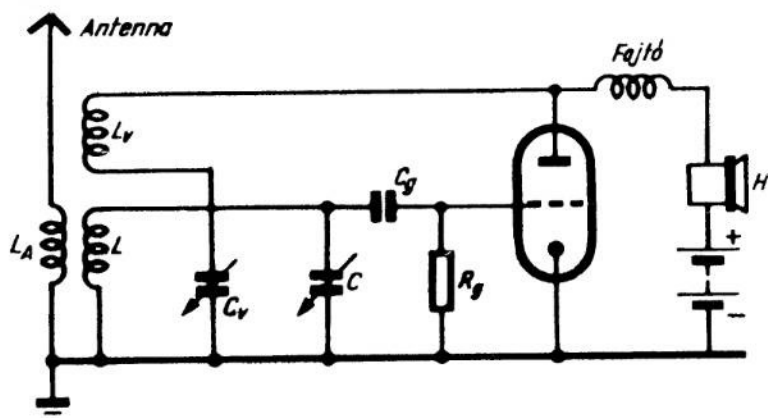


61. ábra. Visszacsatolás két csővel (*Franklin-oscillátor*)

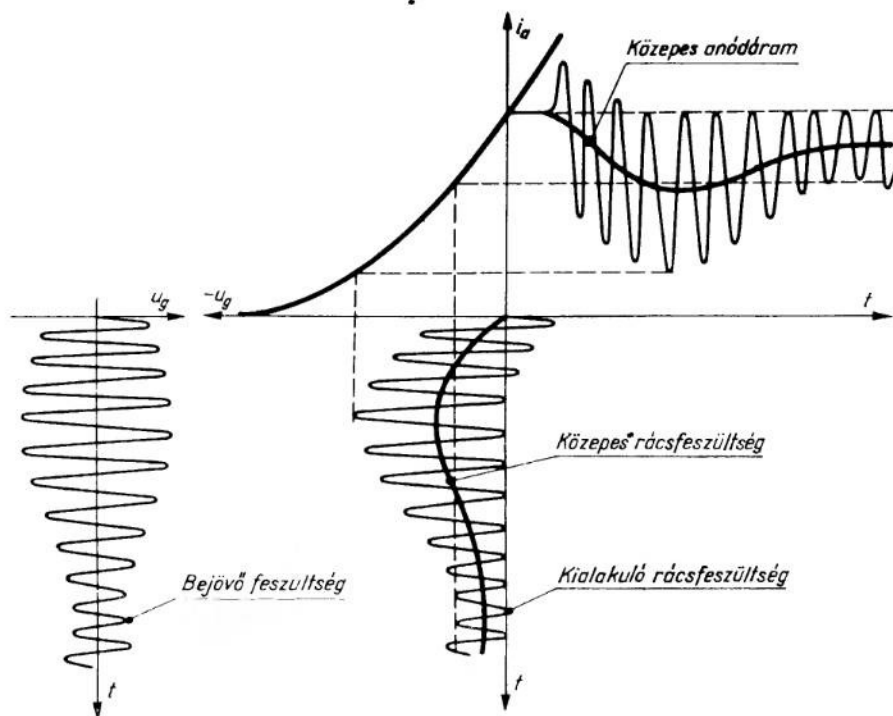
harmonikusképzésre) vezethet.

#### 4.647 Az audion

A visszacsatolás egy speciális alkalmazási területe a vevőkészülékek csillapításának a csökkentése. A legfontosabb és a leggyakrabban előforduló kapcsolás a visszacsatolt audion; a következőkben ezt ismertetjük.



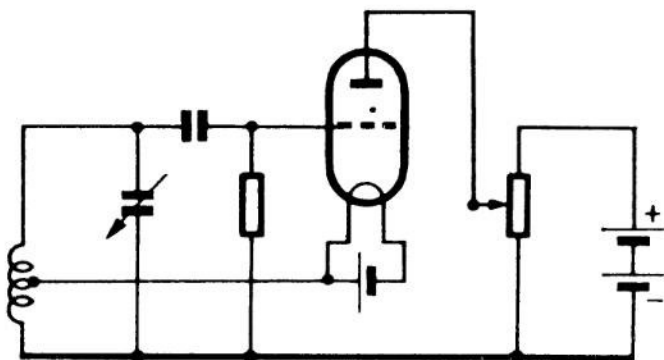
62. ábra. Visszacsatolt audion elvi kapcsolása



63. ábra. Az audion diódaegyenirányítási hatásának szemléltetése

Az audion (62. ábra) a fellépő rácsáramot a vett jel egyenirányítására (demodulására) használja, tehát nem más, mint erősítővel egybeépített rács egyenirányító, amelynek a csillapítását a visszacsatolás csökkenti. A modulálatlan távirójelek vételéhez szükséges szuperponált rezgést a visszacsatolás öngerjesztés útján állítja elő. Az audion működését a  $C_g$  csatolókapacitás és az  $R_g$  rácslevezető ellenállás határozza meg.

Megfelelő anódfeszültség esetén, 0 V rácseleőfeszültség mellett a munkapont a karakterisztika egyenes szakaszának a közepére kerül. A beleütköző elektronok kis negatív töltést adnak a rácznak, ami elegendő ahhoz, hogy rácásáram kialakulását csaknem teljesen megakadályozza. Ha most a rezgőkörrel RF rezgések jutnak a rácra, akkor a pozitív félperiódusban megindul a rácásáram, ami a  $C_g$  kondenzátort feltölti, és a rácot még negatívabbá teszi. A töltés a nagyértékű  $R_g$  ellenálláson át csak lassan tud lefolyni a testhez, ami önműködően beállítja a rácra jutó váltakozó feszültség nagyságával arányos negatív rácseleőfeszültséget (63. ábra). A cső a pozitív félhullámokat, mint egyenirányított RF-t, felerősíti, és az az anódváltakozóáram, ill. feszültség formájában rendelkezésre áll. Ennek egy része a visszacsatolótekerccsen át szabályozhatóan visszakerül a rácskörbe, csökkenti annak a csillapítását, és ezáltal jelentősen növeli a szelek-

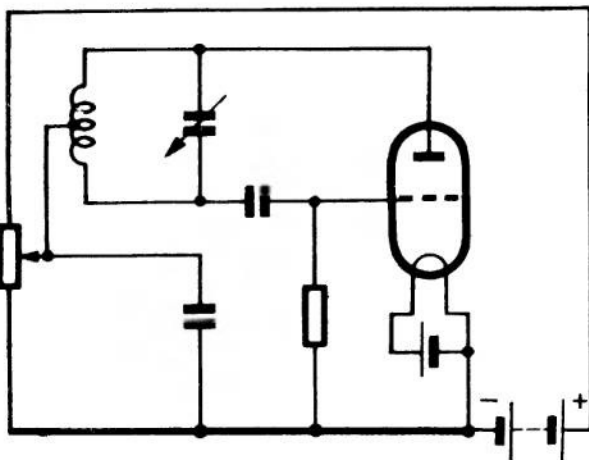


64. ábra. Hartley oszcillátor-kapcsolás

tivitást és az érzékenységet. A modulált jelek iránti érzékenység a legnagyobb közvetlenül a begerjedés határán; modulálatlan távirójelek vétele közvetlenül a begerjedést követően a legelőnyösebb. A távirójel hangmagasságát a hangolt kör forgókondenzátorával állíthatjuk be. Ha a hangolt kör és a vett jel frekvenciája megegyezik, akkor a létrejövő lebegés 0 frekvenciájú, tehát hang nem hallható. Ezt a beállítást nevezik a rádiósok „füttymélypont”-nak. Ha a jelvétele megszűnik, akkor magától helyreáll az audion rácásárammentes kiindulási állapota. Az audion érzékenysége nagyobb, mint az anódegyenirányítóé. Az audion azonban nem egészen torzításmentes, különösen nagyobb amplitudójú bemenő rezgéseknél, amikor akkora negatív rácseleőfeszültség jöhet létre, hogy az anódáram megszűnik; az audion könnyen lefurd a közelében dolgozó adó hatására. A Meissner-féle visszacsatoláson kívül elektronsatolású oszcillátor- (ECO) és hárompont-kapcsolások is használhatók audionként (64. és 65. ábra); az alkalmazott cső akár trióda, akár több rácscső is lehet. A visszacsatolás a visszacsatolótekerccs csatolásának vagy a visszacsatoló kondenzátor kapacitásának a változtatásán kívül az anódfeszültség vagy a segéd rácsfeszültség változtatásával is szabályozható. Az RH vevők audionjánál a stabil és a rezgő állapot közötti átmenet beállítása folyamatos és lágy legyen, ezenkívül lehetőleg ne „húzza el” a behangolást. Ez utóbbinak a megakadályozása céljából az egyszerűbb amatőrvévők visszacsatolásának a finombeállítása az anód- vagy a segéd rácsfeszültség változtatásával történik. A visszacsatoló kondenzátort ebben az esetben előzőleg egy határozott értékre állítják.



A visszacsatolt audion egyik válfaja a szuperregeneratív audion, amelyet leginkább URH vevőkben alkalmaznak. Az audion a rácseleőfeszültség szándékosan előidézett ingadozása következtében hol begerjed, hol pedig ismét megszűnik rezegni, ami vételkész nyugalmi állapotban sustorgást okoz. Ha az audion rácsára jel jut, ez elnyomja a sustorgást. A rezgések szaggatása a rácselevezető ellenállás hideg végéhez csatlakozó, megfelelő időállandójú ellenállás-kondenzátor-komplexum segítségével, vagy külön szaggató-csővel végezhető.



65. ábra. Ultra audion kapcsolású oszcillátor

A szuperregeneratív vevőknek az a kellemetlen tulajdonságuk, hogy a szaggató feszültség kisugárzása erősen zavarhatja a közeli vevőkészülékeket, ha csak RF előerősítő fokozattal meg nem gátoljuk a kisugárzást. Éppen ezért a szuperregeneratív vevőt napjainkban szupervevővel helyettesítik.

#### 4.65 Többrácsos csövek

Az előző fejezetben ismertetett triódák leglényegesebb hibái: a nagy anód-rácskapacitás, a nagy áthatás és a több alkalmazás (pl. RC-csatolású erősítő) szempontjából túlságosan kis belső ellenállás. Az a törekvés, hogy olyan csöveket fejlesszenek ki, amelyeknek nincsenek meg ezek a hátrányos tulajdonságaik, ezenkívül további vezérlést (mint amilyenre pl. a szupervevők keverőfokozatában van szükség) is lehetővé tesznek, arra vezetett, hogy a csőben még további rácsokat is helyeztek el. Így keletkeztek a tetródák (négyelektródás csövek) és a pentódák (ötelektródás csövek). Ezeknek egyes tulajdonságai eltérnek a triódákétól; a következőkben röviden rámutatunk ezekre az eltérésekre. Előbb azonban még egy másik csőtípusról emlékeztünk meg, amely a fejlődés sorrendjében megelőzte a tetródákat és a pentódákat, és a trióda egy különleges változatának fogható fel. Ez az ún. tértöltésrácsos cső.

##### 4.651 A tértöltés-rács

A katód és a vezérlőrács között elhelyezett pozitív töltésű ráccsal olyan mértékben megváltoztatható a trióda belső ellenállása, hogy már egészen kis — 10–20 V — anódfeszültséggel is működtethető. Ennek a tértöltés-rácsnak az a feladata, hogy elszívja a katódból kilépő elektronokat és a tértöltésfelhő eloszlását olyanná tegye, hogy az elektronok ennek a rácsnak a burkoló felületén helyezkedjenek el, és nagy felületű, látszólagos katódot képezzenek. Ebből az elektronrétegből már igen kis anódfeszültség is megfelelő nagyságú anódáramot tud kivenni. Ezek a csövek kis, teleskop készülékek számára készültek, és elég sok hátrányos tulajdonságuk van; éppen ezért már nem gyártják és nem alkalmazzák. Ilyen tértöltésrácsos csőtípusok: RE 074 d; RV 2,4 T 3; LV 5.

#### 4.652 A segédrács

A triódát kiegészítő rácsok közül a vezérlőrács és az anód között elhelyezett segédrácsot kell a legfontosabbnak tekintenünk. A segédrács jelentősen csökkenti az anódrács-kapacitást, ami ebben az esetben két, sorbakapcsolt kapacitás eredőjeként jelentkezik. A triódából ilyen módon tetróda lett. A kisebb anódrács-kapacitás csökkenti a kimenő körnek a bemenő körre gyakorolt káros visszahatását. Az áthatás jóval kisebb, mint a triódáknál, aminek a következtében jelentékeny mértékben megnő az erősítési tényező. A pozitív feszültségre kapcsolt segédrács megnöveli a belső ellenállást is. Mint már említettük, ez a tény különösen RC-csatolású erősítőknél jelentős, mert a triódák belső ellenállása általában nem elég nagy ahhoz, hogy a szokásos RC-csatolással megfelelő erősítést lehessen velük elérni; éppen emiatt alkalmaznak triódáknál gyakran transzformátoros csatolást. A végfokozatokban szintén előnyösebb a tetródák használata, mint a triódáké. Annak ellenére, hogy kicsi az áthatásuk és nagy az erősítésük, nagy az anóráramuk, ami triódáknál csak nagy áthatás mellett lehetséges. Különleges esetekben — ha a segédrács-karakterisztika elég lineáris — a segédrácsot is fel lehet használni az anóráram vezérlésére.

A tetródáknak — annak ellenére, hogy előnyeik a triódákhoz képest kétségtelenek — figyelemre méltó hátrányaik is vannak. A pozitív segédrács nagy mértékben felgyorsítja az elektronokat, amelyek az anódlemezbe ütközve, ún. szekunder elektronok kilépését váltják ki; ezeknek egy része visszarepül a segédrácshoz, és a csőkarakterisztikát hátrányosan módosítja: egy bizonyos anódfeszültségtartományban eső anóráram görbét (negatív belső ellenállást) okoz. A segédrácsfeszültségnél kisebb anódfeszültség esetén (normális kivezérlésnél ez általában bekövetkezhet) az anóráram — mint szekunder elektronáram — visszafelé folyik a segédrács felé; ügyelni kell tehát arra, hogy az anódfeszültség mindig nagyobb legyen, mint a segédrácsfeszültség. Ez annyira leszűkíti a kivezérlési tartományt, hogy a tetródák csak bizonyos előerősítési feladatok ellátására használhatók többé-kevésbé gazdaságosan.

A végerősítőként alkalmazott tetródák megfelelő konstrukciójával (pl. azzal, hogy nagy távolságot tartanak az anód és a segédrács között) igyekeztek ezeket a hibákat kiküszöbölni. Csak az ilyen tetródák — mint pl. az EL 11 — azok, amelyeket a gyakorlatban még ma is használnak.

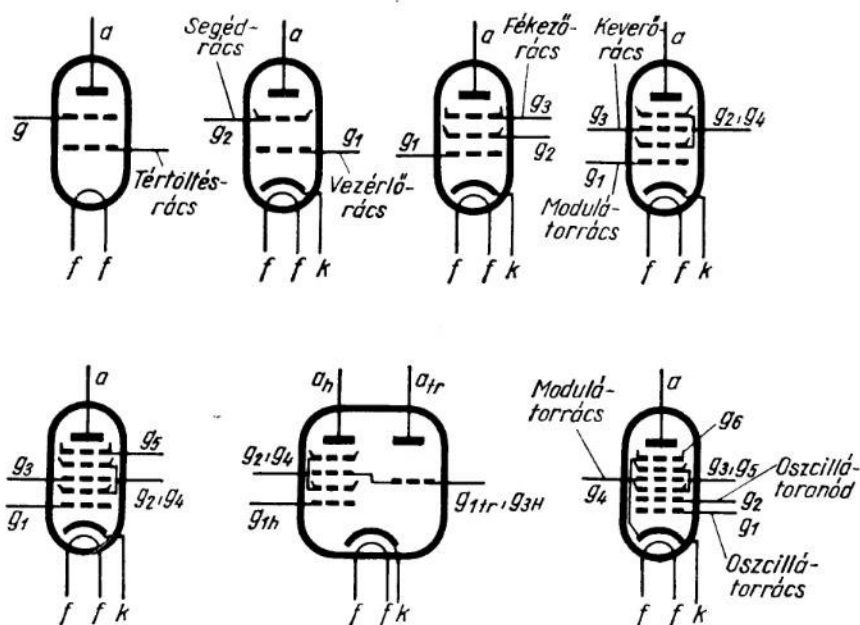
#### 4.653 A fékezőrács

A szekunder elektronok hatása legegyszerűbben általa küszöbölhető ki, hogy az anód és a segédrács közé még egy elektródát helyeznek; ezt a rácsot a szekunder elektronokra gyakorolt fékező, ill. visszatartó hatása miatt fékezőrácsnak vagy védőrácsnak (szupresszor) nevezik. A fékezőrács — amely többnyire katódfeszültségen van — nem engedi át a szekunder elektronokat, hanem visszairányítja azokat az anódra. Ilyen módon bizonyos negatív tértöltést eredményez az anód előtt. A cső belső ellenállása ugyanakkor még jobban megnő, az áthatás pedig még tovább csökken az anód-vezérlőrács-kapacitás igen kis értéke következtében.

A fékezőrácsot sokszor már a csőburán belül összekötik a katóddal (pl. az EF 11, EF 12, EF 96, EL 12 stb. típusú csövekben). Ha külön érintkező csaphoz vezetik ki, akkor vezérlésre (keverés, moduláció) is felhasználható. Adócsöveknél, ahol modulációra használják, rendszerint nagy negatív előfeszültségre kell kapcsolni, hogy a munkapont a karakterisztika egyenes szakaszán lehessen. Külön kivezetett fékezőrácsa van pl. az EF 13, EF 14, EF 80, EF 85, RV 12 P 2000, RL 12 P 35 és az LS 50 típusú csöveknek.

## 4.654 Egyéb többrácsos csövek

A két-vezérlőrácsos és két-segédrácsos csövet hexódának nevezik. A heptódáknak — további fejlődés eredményeképpen — még fékezőrácsuk is van. Ezeket a csöveket főként szuperkészülékekben használják, multiplikatív keverésre. Gyakori eset, hogy a hexódát, ill. heptódát közös burába építik az oszcillátor-triódával. Ha a trióda rácsa burán belül össze van kötve a hexóda, ill. heptóda második vezérlőrácsával ( $g_3$ ), akkor az ilyen cső csak mint keverőcső alkalmazható (pl. az ECH 11). Az olyan trióda-hexódák, ill. trióda-heptódák, amelyeknél ezt a két rácsot nem kötik össze már eleve, más célra is használhatók (pl. ECH 4, ECH 81).



66a—g ábra. Többrácsos csövek

a) tértöltésrácsos cső; b) tetróda; c) pentóda; d) hexóda; e) heptóda; f) trióda-hexóda; g) októda

A heptódánál is több rácsa van a keverésre használt októdnak. Ma már ritkán alkalmazzák, mert bonyolult szerkezete és ennek következtében áttekinthetetlen kapacitás-eloszlása és belső csatolási lehetőségei miatt különösen RH-on nem működik megfelelően. A 66a—g ábrák a többrácsos csövek elvi rajzait mutatják be.

## 4.7 ELEKTROMÁGNESES HULLÁMOK

Az előző fejezetekben azokat a kapcsolási elemeket, rezgőköröket és elektroncsöveket ismertettük, amelyeknek a segítségével csillapítatlan RF rezgések kelthetők. A rádió útján történő információátvitel alapját a most következő részben részletesen tárgyalásra kerülő elektromágneses hullámok képezik. Előbb a vezető mentén terjedő hullámokkal foglalkozunk — ezek tulajdonképpen igen nagy frekvenciájú váltakozó áramok —, majd a vezetőtől elvárt, a szabad térben terjedő hullámokat tárgyaljuk.

## 4.71 Az elektromágneses hullámok terjedése vezetőkön

A hullámvezető (pl. kifeszített huzal) mentén terjedő elektromágneses hullámok tulajdonképpen olyan váltakozó áramok, amelyeknek a frekvenciája sokkal nagyobb, mint a kisfrekvenciás és az ipari áramé. Ezeknek a hullámhosszúsága már nem végtelenül nagy a vezető hosszához képest, és így nem is hagyható figyelmen kívül, mint pl. a hálózati áram esetében. Ez a körülmény olyan jelenségekre vezet, amelyek jellemzőek a vezető mentén történő nagyfrekvenciás energiatovábbításra, és amelyeket gondosan figyelembe kell venni. A rövidhullámú amatőrt ez idő szerint érdeklő frekvenciatartomány nagyjából az 1 és 450 MHz közötti. A nagyfrekvenciás energia továbbítására ebben a frekvenciatartományban gyakorlatilag minden esetben alkalmazható vezeték (párhuzamos vezetékek, sodrott ikerzsinór vagy koaxiális kábel). Különleges vezetőszerkezetekre (pl. csőtápvonalra) csak még nagyobb frekvenciák esetén lehet szükség, ezekkel azonban ebben a könyvben nem foglalkozunk. Nagyfrekvenciás energiaátvitelre leggyakrabban párhuzamos vezetőket használunk; ezek a terjedési folyamatok megmagyarázására is igen alkalmasak.

### 4.711 A hullámimpedancia

A nagyfrekvenciás energia továbbítására alkalmazott vezeték legfontosabb jellemzője a  $Z_0$  hullámimpedancia. A hullámimpedancia hatásos ellenállás-jellegű, és értékét  $\Omega$ -ban adjuk meg, de nem azonos a vezeték hatásos ellenállásával. A hullámimpedancia megközelítő értéke a következő egyszerű összefüggés segítségével számítható ki:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

ahol  $L$  = a vezeték hosszegységének az induktivitása H/m-ben és  
 $C$  = a vezeték hosszegységének a kapacitása F/m-ben.

Hogy a közölt összefüggés szerint kiszámított hullámimpedancia csakugyan ellenállás-jellegű, arról könnyen meggyőződhetünk, ha a H-t és a F-ot alapegységekben helyettesítjük be:

$$\sqrt{\frac{\text{H/m}}{\text{F/m}}} = \sqrt{\frac{\text{H}}{\text{F}}} = \sqrt{\frac{V_s/A}{As/V}} = \sqrt{\frac{V^2}{A^2}} = \frac{V}{A} = \Omega.$$

A vezeték hullámimpedanciája elsősorban a geometriai méreteitől és a vezetők közötti dielektrikumtól függ. A leggyakrabban alkalmazott hullámvezetők és kábelek hullámimpedanciájának a kiszámítására szolgálnak a következő egyszerű összefüggések:

1. Párhuzamos vezetők (pl. szalagkábel, két huzalból álló tápvonal stb.) hullámimpedanciája megközelítően:

$$Z_0 = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \lg \frac{b}{a} \quad (\Omega),$$

ahol  $a$  = a vezetőül használt huzal átmérőjének a fele,  
 $b$  = a huzalok geometriai tengelyei közötti távolság (természetesen mindkettő ugyanabban a mértékegységben kifejezve) és  
 $\epsilon_r$  = a vezetők közötti szigetelőanyag relatív dielektromos állandója.

## 2. A koaxiális kábel hullámimpedanciája:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \lg \frac{b}{a} \quad (\Omega),$$

ahol  $a$  = a belső vezető külső átmérője,

$b$  = a külső vezető belső átmérője (mindkettő ugyanabban a mértékegységben kifejezve) és

$\epsilon_r$  = a vezetők közötti szigetelőanyag relatív dielektromos állandója.

Ha a geometriai méretek megállapítása (pl. sodrott ikerzsinór esetén) nehézséggel ütközik, akkor rövidebb vezeték- vagy kábeldarab hullámimpedanciája az alapvető összefüggésből, kapacitás- és induktivitásmérés alapján állapítható meg. A mérés reaktanciahidban, terheletlen és rövidrezárt vezetékkel kell végeznünk. Terheletlen vezeték esetén a  $C$  kapacitást, rövidzártban az  $L$  induktivitást és az  $r$  soros veszteségi ellenállást mérjük.

A szakirodalomban különleges, bonyolult mérési eljárások is találhatók, amelyek a hullámimpedancia pontos mérését teszik lehetővé.

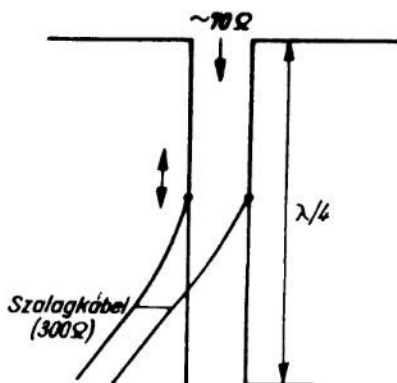
Az energiaátvitel hatásfoka akkor a legjobb, ha a hullámvezető mindkét végét a hullámimpedanciájával egyező  $Z_0$  értékű impedanciával zárjuk le, tehát a generátor (pl. az adóberendezés) kimenő és a fogyasztó (pl. az adótól távolabb elhelyezett, hullámvezetőn keresztül táplált antenna) bemenő impedanciájának is  $Z_0$  értékűnek kell lennie. Ha az illesztés nem kifogástalan, akkor visszaverődés (reflexió) keletkezik, aminek a következtében állóhullámok jönnek létre. Ezek energiavesztést okoznak, kivéve hangolt tápvonalak esetén (lásd a 4.713 pontban). A lezáró impedanciát impedancia-transzformátor segítségével illeszthetjük a vezetékhez. Ilyen impedancia-transzformátort alkalmazunk pl. az URH-antennákkal kapcsolatban; erről később még említést teszünk. Fontos illesztő elem a negyedhullámú transzformátor, — egy olyan negyedhullám ( $\lambda/4$ ) hosszúságú vezetékdarab, amelynek a hullámimpedanciája az illesztendő  $Z_1$  és  $Z_2$  impedanciaértékek mértani közepe:

$$Z_{0tr} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}.$$

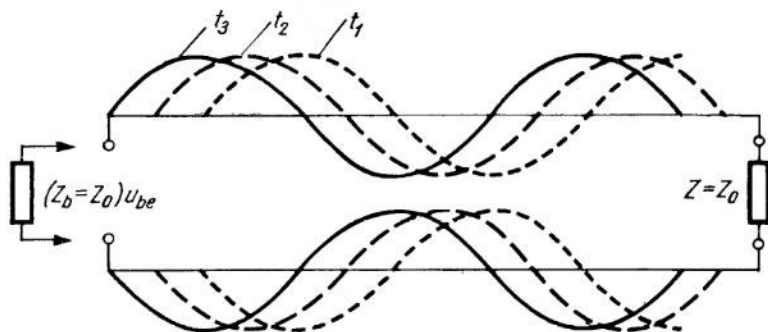
Az illesztés  $\lambda/4$  vagy  $\lambda/2$  hosszúságú vezetékdarabokon eltolható leágazás (67. ábra) segítségével kísérletileg is elvégezhető.

## 4.712 Haladó hullámok

A helyesen illesztett vezetéken — vagyis az olyan vezetéken, amelyiket mindkét végén a hullámimpedanciájával egyező értékű impedanciával zártuk le — állandó, egyenirányú energiaáramlás megy végbe (68. ábra). A hullámok végigfutnak a vezetéken; a vezeték egymást követő pontjain folyamatosan haladnak át az áram- és feszült-



67. ábra. Illesztés  $\lambda/4$  hosszúságú vezetékdarabon eltolható leágazás segítségével

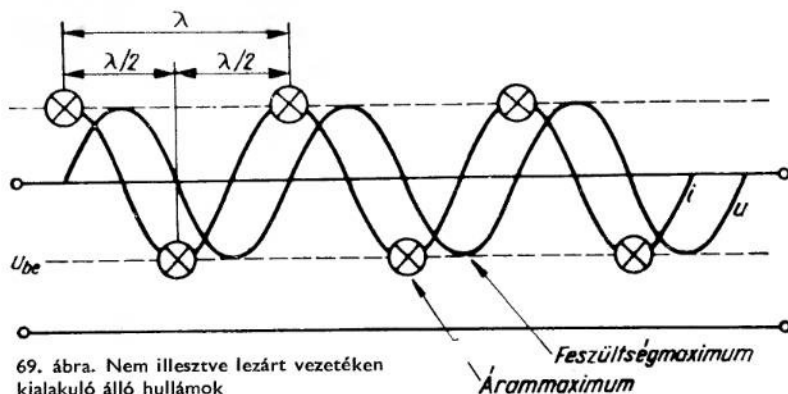


68. ábra. Haladó hullámok mindkét végén illesztve lezárt vezetéken

ségminimumok és maximumok. Ilyen körülmények között a vezeték végéről nem folyik vissza energia a vezeték eleje felé; a vezetékbe beadott teljes energiamegnyiséget a fogyasztó veszi fel. Visszaverődés nem keletkezik, és nem képződnek állóhullámok, csak haladó hullámok vannak a vezetéken. A helyes illesztés következtében a vezeték mentén az amplitúdeeloszlás egyenletes, nem mutat hullámosságot. Az ilyen vezeték a legegyszerűbb esetben közönséges sodrott ikerhuzalból áll.

#### 4.713 Állóhullámok

Mint már említettük, az olyan vezetéken, amelyet nem a hullámimpedanciával egyező értékű impedanciával zárunk le, nem kívánatos visszaverődési jelenségek lépnek fel; az energia egy része visszafelé áramlik a vezetéken. Két, ellentétes irányú hullám halad a vezeték mentén, amelyek egymásra szuperponálódnak, és állóhullámokat alkotnak. Különösen markáns állóhullámok alakulnak ki az egyébként veszteségmentes vezetéken a lezárási határesetekben: rövidzárbán, üresjárásban és tisztán reaktív terhelés esetén. Csak a hangolt vagy rezonáns tápvezetéseken kívánatos állóhullámok kialakulása; minden más esetben energiavesztést okoznak. A hangolt tápvezetéknek — mint a neve is mutatja — a hossza olyan, hogy a hullámok fázishelyesen szuperponálódnak, és valóban rezonancia jön létre, nagy áram- és feszültségcsúcsokkal. Az ilyen vezetéket másképpen *Lecher-vezetéknek* nevezik; ezzel kötjük össze az adó-, ill. vevőkészüléket és az antennát. Az illesztés ebben az esetben nem lényeges, meglehetősen kritikus azonban a hosszúság pontos beállítás.



69. ábra. Nem illesztve lezárt vezetéken kialakuló álló hullámok



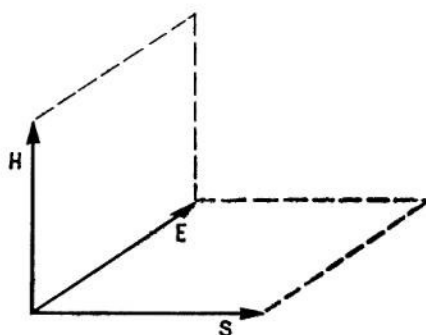
A hangolt tápvonal gyakorlatilag olyan rezgőkör, amelynek az áram- és feszültségeloszlása a dipóluséval (42. ábra) egyezik, a különbség csak az, hogy a hangolt tápvonal esetében az áram és a feszültség két vezetéken halad ellentétes fázisban. A vezeték kifelé villamosan semleges, a térbe tehát nem sugároz energiát. Éppen ezért alkalmaznak szívesen két párhuzamos vezetéből álló vagy koaxiális vezeték az antenna stb. tápvezetékeként. URH-on, ahol a Lecher-vezeték hossza kicsi, kényelmes hullámhosszmérés tesz lehetővé. Az árammaximumok és minimumok helyének a megállapítása kis izzólámpával történhet. Ha az adóteljesítmény elég nagy, akkor a feszültségmaximumok jelzésére ködfénylámpát használhatunk (69. ábra). A hullámok terjedési sebessége a vezetéken kisebb, mint a térben, a hullámhossz ennél fogva a vezetéken kisebb. Ezt a jelenséget megfelelő rövidítési tényező bevezetésével vehetjük figyelembe. A  $v$  terjedési sebesség, ami valamivel kisebb, mint a fény  $c$  terjedési sebessége,  $L$  és  $C$  értékétől függ, és amatőr eszközökkel bajorosan határozható meg. Szabadon kifeszített vezetőkől álló vezeték esetén kb. 1–3%-kal tér el a fény terjedési sebességétől. Ezt figyelembe véve, a Lecher-vezeték segítségével egyszerű frekvenciamérés végezhető. Két, azonos fázisú hely közötti távolságot megmérve, könnyen megállapíthatjuk a hullámhosszúságot, és az

$$f_{[\text{MHz}]} = \frac{28200}{\lambda_{[\text{cm}]}}$$

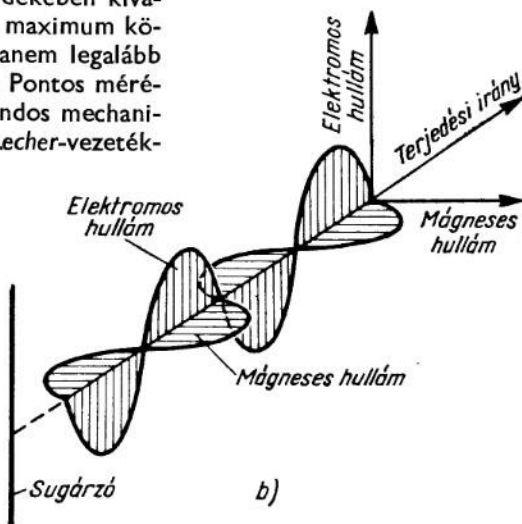
összefüggés segítségével kiszámíthatjuk a frekvenciát. A mérés pontossága érdekében kívánatos, hogy ne két szomszédos maximum közötti távolságot mérjük meg, hanem legalább egy teljes  $\lambda$  hullámhosszúságot. Pontos mérések természetesen csak igen gondos mechanikai és elektromos felépítésű Lecher-vezetékkel végezhető.

#### 4.72 Az elektromágneses hullámok terjedése a térben

A nyitott rezgőkör az elektromos energiát elektromágneses hullámok alakjában sugározza ki a térbe. Az elektromágneses tér elektromos és mágneses térből tevődik össze; a két összetevő egymásra merőleges. Az elektromos és a mágneses tér elválaszthatatlanul összekapcsolódik. A kétfajta



a)



b)

70a ábra. Az elektromágneses teret jellemző vektorábra  
70b ábra. Az elektromos és mágneses térerősség eloszlása az elektromágneses hullám terjedése irányában



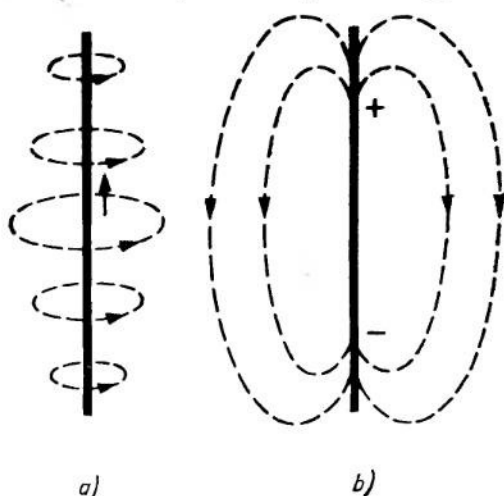
tér egymásra merőleges vektorához még egy harmadik is járul, amelyik mindkettőre merőleges, és a hullám terjedésének az irányába mutat. A terjedés irányába mutató vektort Poynting-vektornak nevezik, jelölése  $\mathbf{S}$  (70a ábra;  $\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}$ ). Az elektromos és a mágneses tér erősségének az eloszlása a terjedés irányában hullámalakú (70b ábra). Az elektromágneses hullámok, amelyeknek a tartománya a hosszú hullámoktól egészen a gamma- és kozmikus sugarakig ( $\lambda \leq 10^{-10}$  cm) terjed, a térben megközelítően 300 000 km/s sebességgel haladnak, ami a fény  $c$  terjedési sebességével egyenlő. Levegőben és sűrűbb anyagokban a terjedési sebesség kisebb; értéke az anyag relatív dielektromos állandójától függ, és pedig

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Vízben, amelynek a relatív dielektromos állandója kerekén 81, az elektromágneses hullámok  $v$  terjedési sebessége tehát kb. 1/9 része a légtüres térben való  $c$  terjedési sebességnek.

#### 4.721 A rezgés és a polarizáció síkja

Az elektromos és a mágneses térerősség vektorának a helyzete — legalábbis rövid- és ultrarövidhullámokon, amelyekre az optikai törvények túlnyomórészt érvényesek — az antenna alakjától és helyzetétől függ. Az antenna mágneses terének az erővonalai



71a és b ábra. Antenna elektromágneses tere: a) mágneses erővonalak; b) elektromos erővonalak

merőlegesen elhelyezkedő koncentrikus körök alakjában veszik körül az antennahuzalt (71a ábra), az elektromos tér erővonalai nagyjából párhuzamosan haladnak az antennahuzal egyik végétől a másikig (71b ábra). A  $\lambda/4$  hosszúságú, függőleges antenna (72. ábra) olyan hullámokat sugároz ki a térbe, amelyeknek a mágneses tere vízszintesen helyezkedik el, az elektromos tér vektora pedig függőleges. Vízszintes antennánál (pl. dipólus) a térerősségvektorok elhelyezkedése értelemszerűen éppen fordított.

Az olyan hullámokat, amelyeknek a rezgési iránya egyértelműen határozott, polarizált hullámoknak nevezük. A függőleges adóantenna által kisugárzott elektromágneses hullámok elektromos tere pl. függőle-

gesen, mágneses tere vízszintesen polarizált. Az elektromágneses hullámok kisugárzásának a mértéke főképpen az adóantenna hatás magasságától és a sugárzási ellenállásától függ. Ezeket a fogalmakat az antennákkal kapcsolatban még bővebben megvilágítjuk.

A polarizáció irányát az elektromágneses hullámok vételénél is feltétlenül figyelembe kell venni. Különösen az igen szaporá frekvenciájú URH és deciméterhullámú vevő-

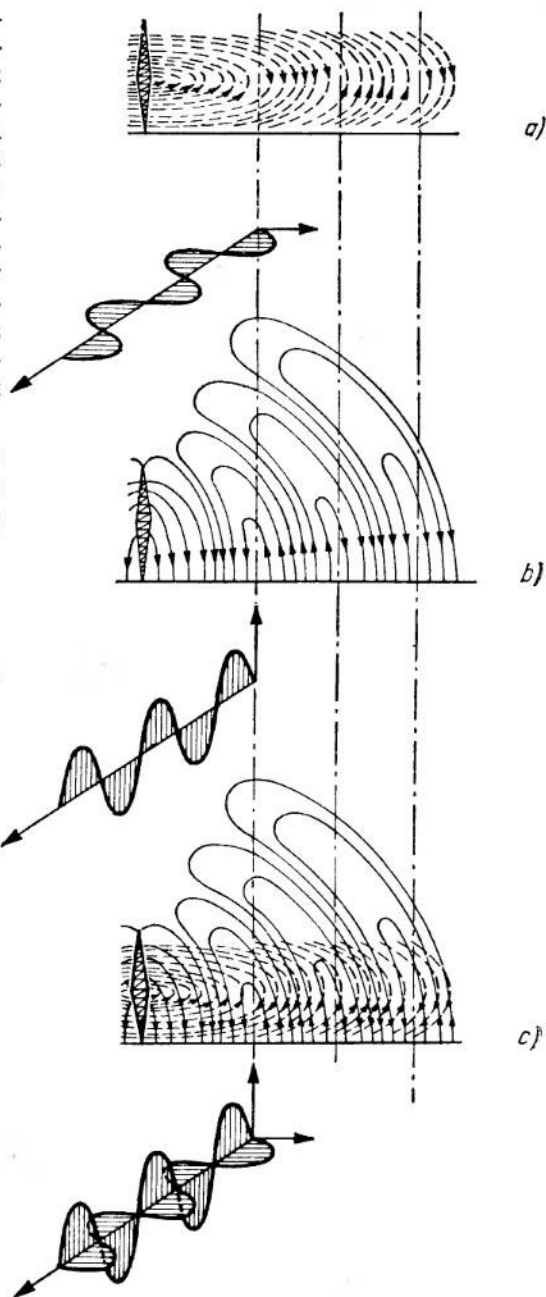
antennákat (dipólusokat) kell pontosan a hullámok elektromos rezgésének a síkjában elhelyezni, hogy a vett jel a lehető legerősebb legyen. Nagyobb távolságok áthidalása során a polarizáció síkja a visszaverődési és elhajlási jelenségek következtében elfordulhat; a vevőantenna legmegfelelőbb helyzetét ilyenkor kísérletileg kell megállapítani. Minthogy az URH antennák többnyire vízszintesek, elméletileg a vevőantennát is vízszintesen kell elhelyezni. A gyakorlat azonban azt mutatja, hogy ez a szabály nem mindig érvényes.

Hosszú- és középhullámok, valamint hosszabb rövidhullámok vételénél a hullámok polarizációja gyakorlatilag nem játszik szerepet.

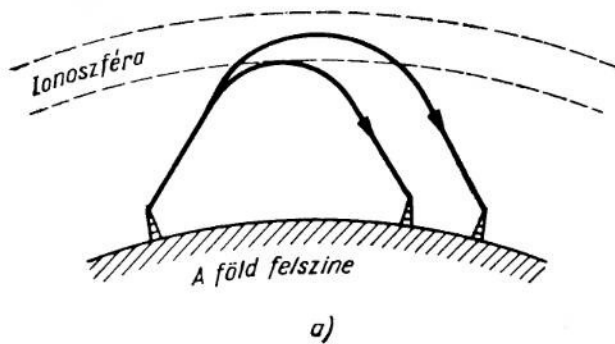
#### 4.722 Az elektromágneses hullámok terjedése

Az elektromágneses hullámok háromféleképpen terjednek: felületi hullámok útján, térhullámok útján, közvetlenül (kvázioptikai terjedés).

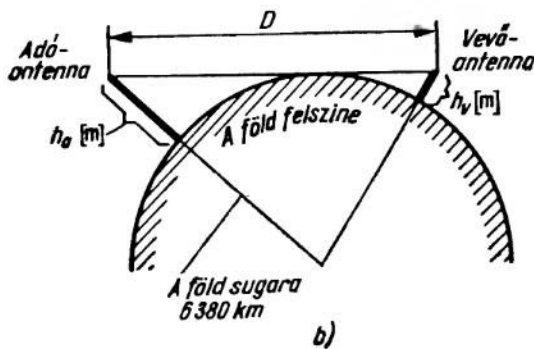
A felületi hullám a Föld felülete mentén halad, és követi annak görbületét. Hatótávolságát lényegében a frekvencia, az adó teljesítménye és az határozza meg, milyen a Föld felületének a vezetőképessége azon a helyen, ahol a hullám halad. Az adóból kisugárzott elektromágneses hullámok által keltett térerősség fordítva arányos az adótól való távolsággal. Felületi hullámok alakjában terjednek a kereskedelmi forgalomban használt igen hosszú hullámok, valamint a műsort szolgáltató adásokra használt hosszú és középhullámok. Rövidhullámokon a felületi hullám csak az adó közvetlen közelében hatásos, ezért ebben a hullámtartományban csak alárendelt jelentőségű.



72. ábra.  $\lambda/4$  hosszúságú függőleges antenna elektromágneses tere



73. ábra. A rövidhullámok nagytávolságú terjedésének a magyarázata



74. ábra. Ultrarövidhullámok terjedése

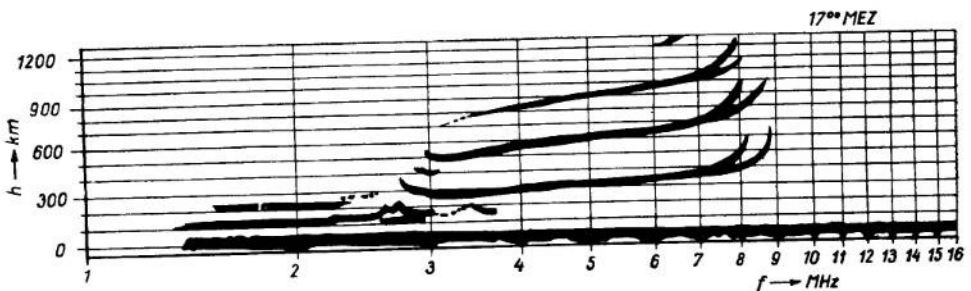
A térhullámokat az adóból a világűr felé kisugárzott energia egyik összetevője alkotja. A térhullámok teszik lehetővé a középhullámokkal éjjel elérhető nagyobb hatótávolságot, továbbá a rövidhullámon előforduló, egészen rendkívüli távolságú összeköttetéseket (73. ábra). Az URH-összeköttetések közvetlen, egyenes vonalú terjedés útján jönnek létre (74. ábra).

#### 4.7221 A rövidhullámok terjedése

A nagy és igen nagy távolságú rövidhullámú összeköttetések a térhullámoknak az ionoszféráról történő visszaverődése révén jönnek létre. Az ionoszférát a Föld légterének kb. 60 km-nél magasabban levő, ionizált rétegei alkotják. A korábban Kennelly—Heaviside-rétegnek nevezett ionoszférát az utóbbi 30 évben

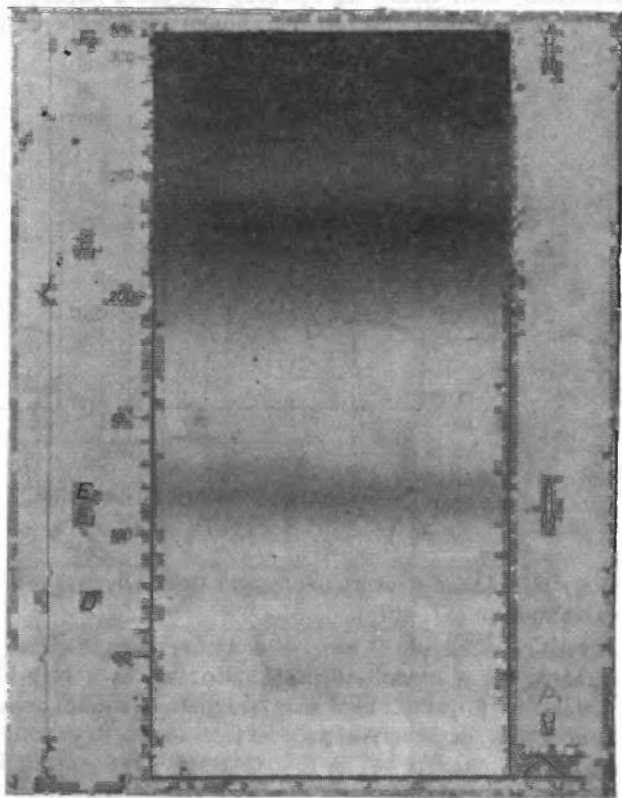
az egész világra kiterjedő kutatóállomások hálózata és kutatórakéták segítségével alaposan tanulmányozták, úgy, hogy ma már pontos adatok állnak rendelkezésre az ionosféra szerkezetére, állapotára és az elektromágneses hullámok terjedésére gyakorolt hatására vonatkozóan.

A magasság-frekvencia-diagramok, az ún. ionogramok felvételére szolgáló korszerű eljárás a változó frekvenciával történő ún. panoráma-módszer és ennek számos válto-



75. ábra. Magasság-frekvencia-diagram (ionogram)

zata. Az eljárás abban különbözik a régebbi, állandó frekvenciájú mérésektől, hogy a szerkezet a frekvencia hangolásával együtt tovább viszi a filmszalagot is, amelyre megfelelő optikai berendezés segítségével a vevő kimenetére kapcsolt oszcilloszkóp ernyőjén megjelenő képet veszik fel, és bizonyos frekvenciáknál jelzővonásokat visznek fel. A legújabb megoldásnál a film az egész frekvenciaspektrumon történő áthangolás alatt áll, és csak a következő áthangoláshoz lép tovább. A 75. ábra ilyen ionogramot mutat be.



76. ábra. A légkör felső rétegei (a Max-Planck-Institut, Lindau/Harz mérései szerint)

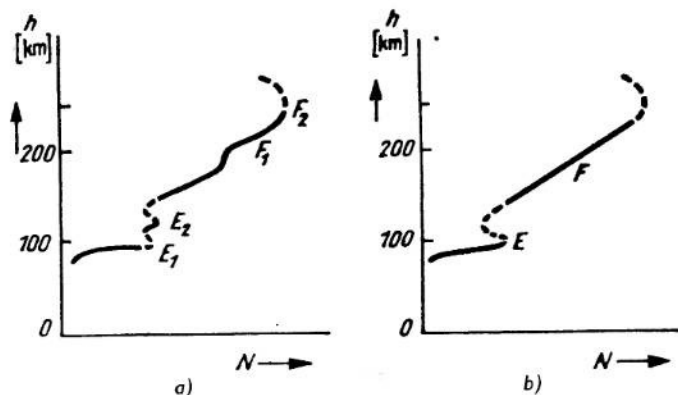
A visszaverődési időkből nemcsak a rétegek magassága, hanem száma is meghatározható. Az elektron-koncentrációt az ún. felső határfrekvencia jellemzi, amelyet kritikus áthatolási frekvenciának is szoktak nevezni; ez az a legnagyobb frekvencia, amelyet a réteg adott körülmények között még visszaver.

Lényegében három rétegcsoportot mutattak ki. A legalacsonyabban — 60 és 90 km közötti magasságban — helyezkedik el a D-réteg. Töltéshordozó-koncentrációja kicsi, ezért a rövidhullámok terjedését csak kevésbé befolyásolja; rendes körülmények között nem okoz visszaverődést. Ezzel szemben nagy szerepe van a rövidhullámok terjedésében az E-rétegnek, amelynek a legnagyobb mértékben ionizált része kb. 120 km magasságban van, továbbá az F-rétegnek, amely nyári napokon két részre oszlik, kb. 180 km magasságban kezdődik, és kb. 400 km magasságig tart. Valamennyi réteg közül az éjjel-nappal egyaránt kimutatható  $F_2$  rétegnek (76. ábra) a legnagyobb

az ion-koncentrációja. A Nemzetközi Geofizikai Év keretében fellőtt rakéták révén sikerült igazolni, hogy az F-réteg fölött még további ionizált rétegek is vannak.

A légköri rétegek ionizációja naponként és évszakonként, periódikusan változik, ezenkívül befolyást gyakorol rá a Nap-tevékenység is.

Az E-réteg ionizációja a napszak függvénye. Legerősebb az ionizáció a déli órákban; éjjel a réteg eltűnik. Hasonló az évszakkal való összefüggése is: nyáron erősebb az ionizáció, mint télen. Az  $F_1$ -réteg függése a napszaktól és az évszaktól ugyanolyan, mint az E-rétegé. Egészen másképpen viselkedik az  $F_2$ -réteg, amelyre az jellemző,



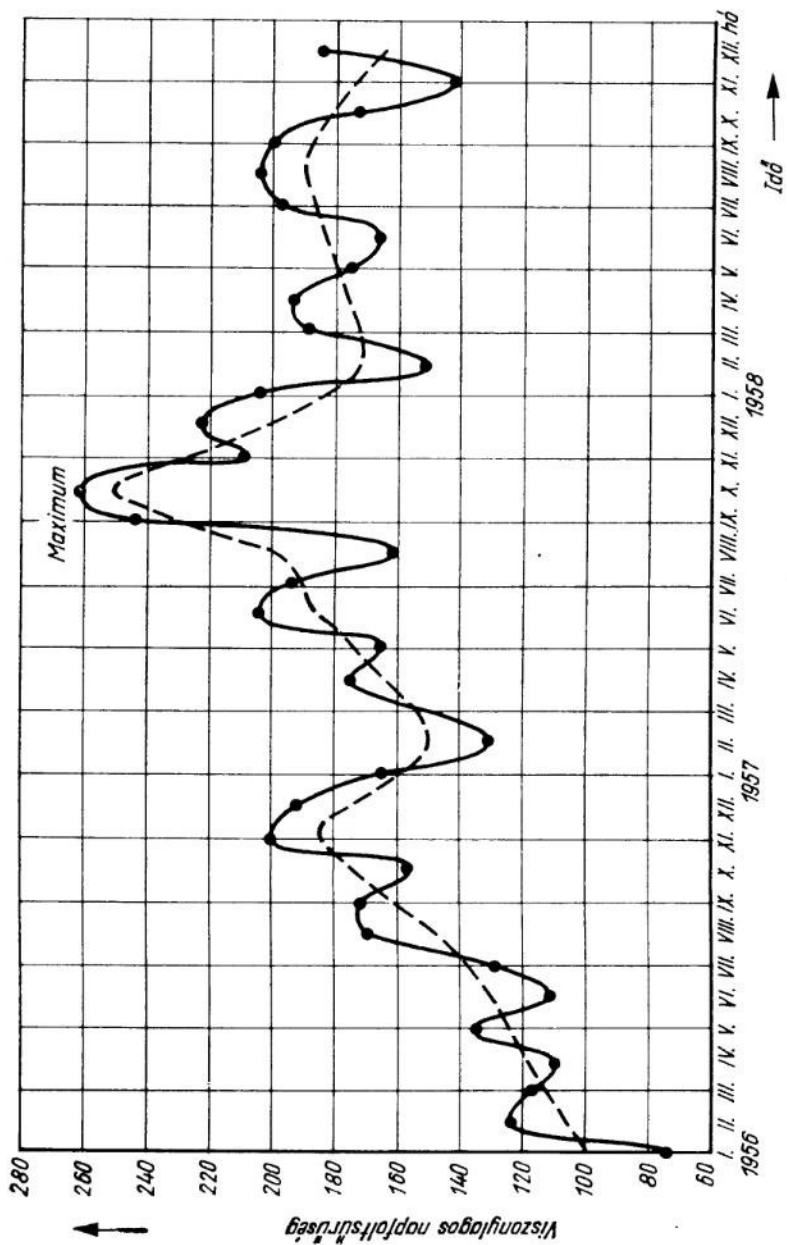
77. ábra. Az ion-koncentráció ( $N$ ) alakulása

a) nyári napon; b) téli napon

hogy ionizációja nyáron napnyugta után a legnagyobb, délben pedig télen nagyobb, mint nyáron (77. ábra).

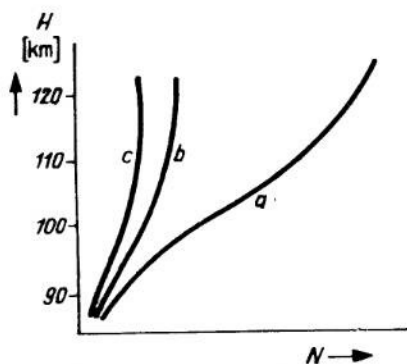
A Nap-tevékenység — amely kb. 11 éves periodicitást mutat — változásának szemmel látható jele a napfolt-sűrűség változása, és a Nap-közelben végbemenő atommag-átalakulási folyamatokkal magyarázható. További jellemzői a különféle fáklya-, protuberancia-, és pehely-képződési jelenségek. A viszonylagos napfolt-sűrűség diagramját a 78. ábra mutatja be. A fokozott Nap-tevékenység következménye a rövidhullámú sugárzás (ultraibolya-sugárzás) fokozott mértékű kibocsátása, aminek a következtében a légköri ionizáció erősebbé válik, mint a Nap-tevékenység minimuma idején. Különösen szembeötlő az  $F_2$ -réteg ionizációjának a Nap-tevékenységgel való kapcsolata; az ionkoncentráció megnövekedése pedig megváltoztatja a rétegek visszaverőképességét.

A Naptól kiinduló ultraibolya-sugárzás hatására a légkör felső rétegeinek levegőmolekuláiból elektronok szabadulnak fel. A szabad elektronok egy része adott alkalmalattal ismét egyesül azzal a molekulával, amelyből kilépett; minél több a szabad elektron és minél több a levegőmolekula, annál gyakoribb az újraegyesülés. A szabad elektronok száma csak akkor lehet nagy, ha igen gyorsan képződnek; az ionizáció létrehozásához és fenntartásához tehát — főképpen a mélyebben fekvő rétegekben — erős sugárzásra van szükség. Az ionizált rétegek villamosan vezetőkké válnak, és a rájuk eső elektromágneses hullámokat — attól függően, mekkora annak a frekvenciája — visszaverik, vagy elnyelik. Az ionosféra rétegződése és a különböző értékű



78. ábra. A viszonylagos napfóltásúség 1956—1958

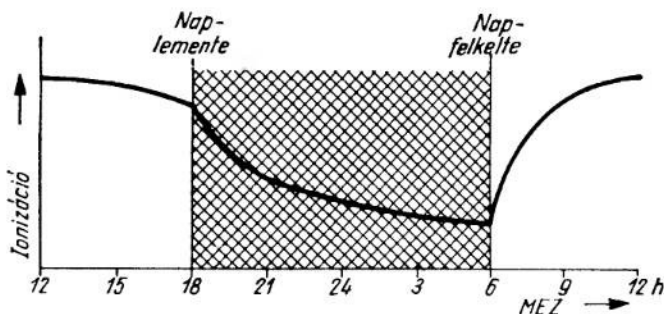
ionizációs maximumok magyarázata az, hogy a Nap ultraibolya sugárzásának a hatására előbb a nagy magasságban levő, könnyű hidrogén ionizálódik, és eközben elnyeli a sugárzás legnagyobb energiátartalmú, rövidhullámú részét. A megmaradó, hosszabb hullámú sugárzás a mélyebben elhelyezkedő, nehezebb oxigént és nitrogént ionizálja, és eközben csaknem teljesen abszorbeálódik. Ez a magyarázat — legalábbis ami a felső rétegek ionizációját illeti — nem teljesen kielégítő, mert a töltéshordozók kimutatott nagy sűrűségéből arra lehetne következtetni, hogy a légkör felső rétegeinek igen nagy a hidrogén-tartalma.



79. ábra. A rétegek H magassága az N ion-koncentráció függvényében, különböző napszakokban

Az ionizáció állandó mértékű ultraibolya sugárzás esetén csak egy bizonyos határig nő, addig, amíg be nem áll az egyensúlyi állapot, amelyben ugyanannyi elektron szabadul fel, mint amennyi rekombináció (újraegyesülés) útján ismét lekötődik. Éjjel, amikor a sugárzás megszűnik, az ionizáció csökken, csak a rekombináció folytatódik. Minthogy pedig minél nagyobb az egyes gázmolekulák közti távolság, találkozásuk valószínűsége annál kisebb, azért az igen nagy magasságban levő, rendkívül ritka gázok neutralizációja csak igen lassan következik be. Az ionizált rétegek tehát a sugárzás megszűntével nem tűnnek el hirtelenül, hanem ionizációjuk lassan csökken.

A rekombináció természetesen annál gyorsabb, minél nagyobb a térfogategységenkénti ionok száma; ennek az a következménye, hogy a neutralizáció folyamata a legnagyobb mértékű ionizáció helyén a leggyorsabb. Ezzel magyarázható a rétegek napszakonkénti és évszakonkénti állapot-



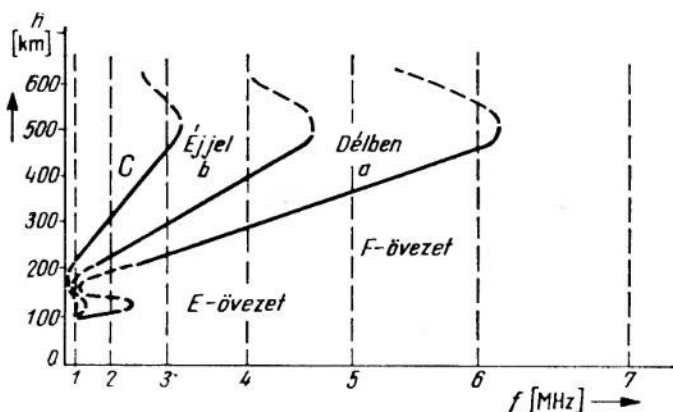
80. ábra. Az ionizáció alakulása egy nyári napon

változása. A 79–80. ábra a réteg H magassága és az N ionkoncentráció közti összefüggést ábrázolja különböző napszakokban, és jól szemlélteti az ionizáció napi alakulását a nyári hónapokban. Ez a görbe évszakonként változik: az erősebb sugárzás hatására az ionizáció nyáron napközben erősebb, mint télen. A rétegek magassága — kisebb ingadozásoktól eltekintve — változatlan, csak az ionizáció mértéke változik.



Az ultraibolya sugárzás elsősorban a Nap állásával és a 11 éves napfolt-periódusokkal kapcsolatos jelenségeket határozza meg; az ugyancsak a Naptól kiinduló korpuszkuláris (részecske-) sugárzás egyéb, szabálytalanul jelentkező jelenségeket idéz elő.

Az antenna az elektromágneses hullámokat minden irányba kisugározza a világűr felé. A merőlegesen felfelé induló hullámok bizonyos magasságig behatolnak az ionoszférába, addig, amíg az ionkoncentráció elég nagy már ahhoz, hogy a hullámokat visszaverje. Minden frekvencia visszaveréséhez meghatározott ionkoncentráció szükséges; minél nagyobb a frekvencia, annál nagyobb a visszaveréshez szükséges ionsűrűség, amiből az következik, hogy minél nagyobb a frekvencia, annál nagyobb magasságban verődik vissza a hullám. Ha a töltéshordozóknak az ionsűrűség által meghatározott  $N$  száma helyére — megfelelő léptékben — a frekvenciát helyettesítjük, akkor minden



81. ábra. A visszaverődés magassága a frekvencia függvényében

frekvenciához közvetlenül leolvasható a visszaverődés magassága (81. ábra). Ha folyamatosan változtatjuk a kisugárzott frekvenciát — a panoráma-eljárásnál pedig ez a helyzet — akkor egy bizonyos frekvencia fölött nem tapasztalunk visszaverődést. Ez az a frekvencia, amely az ionizáció maximális értékének felel meg, a neve kritikus frekvencia, vagy határfrekvencia. A visszaverődés folyamatos megfigyelése révén értesülünk a mindenkorin rétegvastagságról.

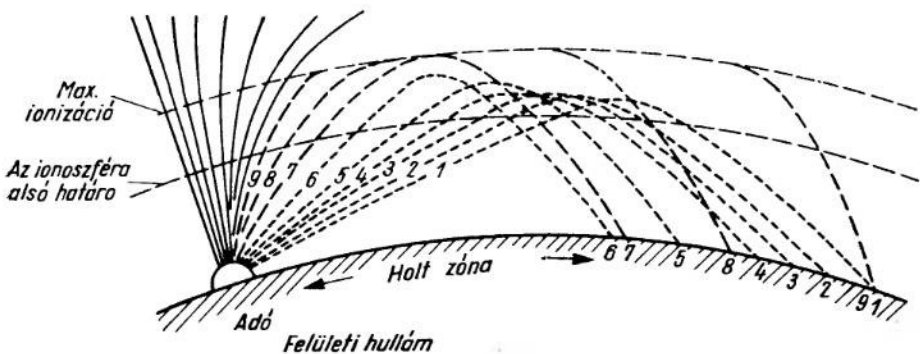
A visszaverődés veszteséggel jár: csillapítja a visszavert hullámot, éspedig annál nagyobb mértékben, minél kisebb a frekvenciája. Rendes körülmények között pl. 2 MHz-nél kisebb frekvencián napközben nincs is visszaverődés; éjjel azonban, amikor csökken az ionizáció, észlelhető. A határfrekvenciánál nagyobb frekvenciájú hullámok nappal sem verődnek vissza, hanem a légkörön áthatolva, elvesznek a világűrben. A rövidhullámok főképpen a magasabban elhelyezkedő rétegekről verődnek vissza; az E-réteg szerepe ebből a szempontból jelentéktelen.

A függőleges sugárzásra vonatkozó megfontolásoknak a rádióösszeköttetés szempontjából nincs jelentőségük, mert összeköttetés létesítésére éppen a geometriai optika törvényeit követő, ferdén beeső hullámokat használják fel.

A ferdén felfelé irányuló sugár eleinte egyenes vonalban halad. Amikor olyan magasságba érkezik, amelyben észrevehető ionizáció — vagy ami ezzel egyenértékű, meg-

növekedett vezetőképesség — mutatkozik, akkor a kisebb vezetőképességű közeg felé elhajlik. Ha a hullám még a maximális ionizációjú réteg elérése előtt a vízszintesig hajlik, akkor ismét visszatér a Földre; ha azonban a maximális ionizációjú rétegen áthaladt, anélkül, hogy a vízszintesig hajlott volna, akkor a még magasabban elhelyezkedő rétegekben — amelyek kevésbé ionizáltak — felfelé hajlik, és elvész a világűrben.

A 82. ábra az adóból különböző szögben kisugárzott hullámok útját tünteti fel; a hullám olyan frekvenciájú, hogy merőleges beesés esetén nem verődik vissza. Az érintőirányba kisugárzott hullám (1) az ionoszférába való belépése után egyre jobban elhajlik, a sűrűlő belépés pillanatában teljesen visszaverődik, és az adótól bizonyos távolságban a felszálló ággal szimmetrikusan visszatér a Földre. A többi (2—6) hullám egyre mélyebben hatol be az ionoszférába, és erősebben elhajolva tér vissza a

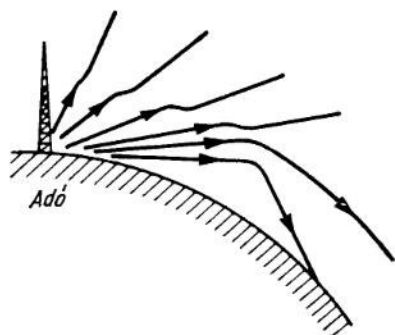


82. ábra. Különböző szögben kisugárzott hullámok útja a Föld légkörében

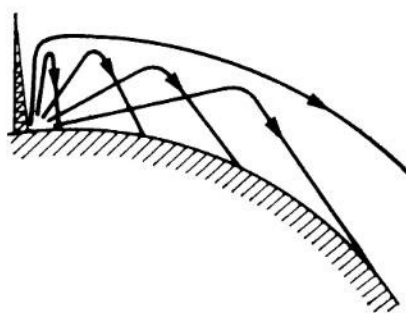
Földre; a visszaérkezés helye annál közelebb van az adóhoz, minél nagyobb a kiindulás szöge. Egy bizonyos kiindulási szögnél ez a távolság elér egy minimális értéket; ha a kiindulási szög még nagyobb, akkor a hullám eléri a maximális ionizációjú réteget, és ebben — igen kis elhajlás közben — hosszú utat tesz meg. Az adótól bizonyos távolságban tehát minden helyre két hullám érkezik, amelyek közül az, amelyik nagyobb szögben indult ki, hosszabb utat tesz meg, következésképpen később is érkezik, mint a másik. Az igen meredeken kisugárzott hullámok áthaladnak a maximális ionizációjú rétegen, és bekerülnek a kisebb vezetőképességű felső tartományba, amelyben a hullám ellenkező irányban hajlik el, és végül a világűrbe távozik. A lapos szögben kisugárzott hullámok, amelyek az ionoszférában megtett rövid út után az adótól közepes távolságban visszaérkeznek a Földre, alkotják a maximálisan 4000 km hatótávolságú közelsugárzást. A meredekebben kibocsátott hullámok hosszabb utat tesznek meg az ionizált rétegekben; ezek képezik a távolsugárzást. A hullámok egy harmadik csoportja, amely egészen meredek szögben indul ki, elvész a világűrben. A kisugárzott hullámok útja függ a frekvenciától: minél nagyobb a frekvencia, annál kevésbé hajlik el azonos ionizáltság esetén, vagyis annál laposabb szögben kell az adótól kiindulnia, hogy egyáltalában visszaverődhessen. Azt a frekvenciát, amely az adóból érintőirányban kiindulva még éppen visszaverődik, míg minden, nála meredekebben kisugárzott hullám keresztülhalad az ionoszférán és elvész a világ-

űrben, felső határfrekvenciának (az angol nyelvű szakirodalomban: Maximum Usable Frequency, rövidítve MUF) nevezzük. Ez az a legnagyobb frekvencia, amellyel még rádióösszeköttetés létesíthető (83a ábra). Az ellenkező szélsőséget az a frekvencia képezi, amely csak egészen meredek szögben kisugározva hatol kellőképpen ionizált rétegig, és ebben hosszú utat megtéve tér vissza a Földre; ez az ún. alsó határfrekvencia (Lowest Usable Frequency = LUF) (83b ábra).

A rövidhullámú összeköttetések rendes körülmények között a közelsugárzás révén jönnek létre, minthogy a távolsugárzást képező hullámokat az ionoszféra igen erősen csillapítja. Egyszeres visszaverődéssel maximálisan 4000 km hidalható át; nagyobb távolságú összeköttetés feltehetően csak többszörös visszaverődés révén jöhet létre. Az elérhető legnagyobb hatótávolság a valóságban kisebb, mint az elméleti számítások szerint lennie kellene. Ennek a magyarázata a következő: az ionoszféra minden vissza-



83a ábra. A felső határfrekvencia (MUF) magyarázata



83b ábra. Az alsó határfrekvencia (LUF) magyarázata

verés alkalmával elnyeli a hullám energiájának egy részét; az adótól nagy távolságban tehát, ahol az energiasűrűség már amúgy is kicsi, nem elegendő a térerősség a vételhez. Hasonlóképpen veszteséget okoz az alsóbb ionizált rétegeken való áthaladás is a visszaverődés előtt és után. Ezek a veszteségek annál nagyobbak, minél kisebb a frekvencia és minél erősebb az ionizáció. Nappal rendszerint a legalsó ionizált réteg ionsűrűsége is elegendő a lapos szögben kisugárzott, hosszabb hullámok visszaveréséhez; az elméletileg elérhető hatótávolság ezáltal is lényegesen csökken. A nagyobb frekvenciájú hullámok hatótávolsága ilyenkor nagyobb, mint a kisebb frekvenciájúaké, és éjjel nagyobb, mint nappal. Az ún. holt zóna (az a terület, amelyiken belül általában nem lehetséges rádióvétele) sugarát adott frekvencián az a szög határozza meg, amelyben kisugárzott hullám eléri a maximális ionizációjú réteget. A holt zóna jelensége jellemző a rövidhullámokra. Kiterjedését az előbb elmondottak szerint a hullám frekvenciája és a légtér ionizációjának a mértéke befolyásolja. Minél nagyobb a frekvencia, az adótól annál távolabb érkeznek vissza a Földre a legközelebbi visszavert hullámok, vagyis annál nagyobb a holt zóna; maximális értéke a felső határfrekvencián eléri a 4000 km-t. Az adót tehát a következő övezetek veszik körül: az igen gyorsan csillapodó felületi hullámok övezete, a holt zóna, végül pedig a visszavert térhullámok övezete (indirekt zóna).

Az a jelenség, hogy a holt zónán belül időnként gyenge vétel lehetséges, szórt vagy diffúz visszaverődéssel magyarázható.

A holt zónával nem szabad összetéveszteni azt a jelenséget, hogy déltájban gyakran megfigyelhető a jelek gyengülése. Ez a jelenség csillapításnak tulajdonítható, ismertetőjele a jelerősség lassú, fokozatos, nem hirtelen bekövetkező gyengülése.

#### 4.7222 *Ultrarövid hullámok terjedése*

A rövidhullámoktól eltérően az ultrarövid hullámok közvetlen hullámok alakjában terjednek. Minthogy terjedésük az optikai törvényeket követi, a terjedésnek ezt a módját kvázióptikai terjedésnek nevezik.

Az a korábbi elképzelés, amely szerint ezeknek a hullámoknak a hatótávolsága az optikai horizontig terjed, már túlhaladott. Ma már kétségtelen, hogy messze túlterjedhetnek az optikai horizonton. Ha a hullámok teljesen egyenes vonalban terjednének, akkor az ultrarövid hullámok hatótávolsága valóban az optikai horizonttal esnék egybe, és csak az adó- és a vevőantenna minél magasabbra emelésével lehetne növelni. A gyakorlat ezzel szemben azt mutatja, hogy a hatótávolság jóval túlnyúlik az optikai horizonton, és több száz kilométeres távolságok is áthidalhatók.

Az optikai látóhatáron túli terjedés magyarázatát a törésben, elhajlásban és visszaverődésben kell keresnünk.

A levegő törésmutatója a hőmérséklettől, a nyomástól és a nedvességtartalomtól függ, és olyan értelmű, hogy a hullámoknak a Föld felé történő elhajlását eredményezi, aminek a következtében a hatótávolság megnő. A légkörnek ezt az eltérítő hatását normális légköri viszonyokat, és az adó és a vevő között sík terepet feltételezve úgy vehetjük figyelembe, hogy az adó és a vevő közti láthatóság kiszámításánál a Föld sugarának nem a valódi értékét, hanem az  $R' = 4R/3$  értékű ún. effektív Föld-sugarat vesszük alapul. A Föld domborzata nagy hatást gyakorol az elektromágneses tér alakjára és erősségére. Nagy kiterjedésű akadályok, mint pl. hegyvonulatok, magas hegyek, házak, erdők stb. komoly árnyékoló hatást fejthetnek ki. Ha az akadály a vevőantenna közelében, vagy közvetlenül az adónál van, akkor rendszerint nem számíthatunk kifogástalan vételre.

Ennek ellenére lehetséges kielégítő vétel hegyek, ill. hegyvonulatok mögött is; ez a jelenség az ultrarövid hullámok elhajlásával magyarázható. A hullámoknak a hegy vonulatát követő elhajlása következtében a hegy túlsó lejtőjén, vagy a mögötte levő völgyben fekvő helyen is biztosítható a vétel.

A troposzféra állapota és a benne végbemenő folyamatok befolyást gyakorolnak az ultrarövid hullámok terjedésére. Különösen fontos szerepük van az ún. inverzióknak, amelyek többé-kevésbé ugrásszerűen megváltoztatják a levegő törésmutatóját. A talaj közelében vagy esetleg bizonyos magasságban gyakran megfigyelhető a hőmérséklet emelkedése, amelyet a levegő nedvességtartalmának, ill. a levegőben levő vízgőz nyomásának a csökkenése kísér. Ezek a hőmérsékletváltozások alkotják a felszíni, ill. szabad inverziókat. Az utóbbiak gyakran a légkörben kialakuló hullámvezető, ún. duct keletkezését idézik elő. Még akkor is, ha a körülmények nem mindenben olyan kedvezőek, hogy duct alakulhasson ki, az ultrarövid hullámok terjedésének a feltételei megjavulnak. Olyankor, amikor nagy légnyomás mellett jön létre inverzió, 300 km-nél nagyobb hatótávolságot is sikerült elérni. Szárazföld fölött jellemzőek a nagy éjszakai és a kis déli télerősség-értékek.

A troposzférában és az ionoszférában bekövetkező szóródás (scattering) az amatőr számára nem nagy jelentőségű, mert az amatőr-adó teljesítménye nem éri el a néhány

kW-ot, vevője sem különlegesen érzékeny és nem használ rendkívül élesen irányító hatású antennát sem.

A meteorológiai tényezők által meghatározott terjedési folyamatokon, a törésen és a szóródáson kívül újabban felmerült az élesen elhatárolt szabad inverzokról történő részleges visszaverődés lehetősége is. Azt is megfontolás tárgyává tették, nem keletkezhetnek-e ilyen visszaverődések a légkör normális állapotában, tehát olyankor is, amikor nincsenek inverziók.

Igen érdekes módszer a meteor-szóródás (meteor-scattering) felhasználása nagy távolságú URH-összeköttetés létesítésére.

A légkör felső rétegeiben behatoló meteorok rendkívül erősen ionizáló hatásúak úgy, hogy a meteorok útja mentén villamosan töltött levegőnyaláb képződik, amely visszaveri az ultrarövid hullámokat. Már rendkívül kis méretű (0,2 mm átmérőjű) meteorok is nagy töltés-sűrűséget hoznak létre. Ha — mint feltételezik — naponta több milliárd ilyen meteor hatol be a Föld légkörébe, és abban kb. 100 km magasságban ionizációt hoz létre, akkor gyakorlatilag időszakos jelátvitel válik lehetővé. Minthogy a jelátvitel csak a meteorok áthaladását követő, néhány ms-tól néhány s-ig terjedő idő alatt lehetséges, az átvitelt információkat tárolni kell (Janet-eljárás). Az adás önműködően indul olyankor, amikor vételi csúcs észlelhető. A rendelkezésre álló rendkívül rövid idő alatt az átvitel igen nagy sebességgel történik. Nemrégiben már amatőrök is létesítettek összeköttetést a meteor-szóródás felhasználásával.

Húsz évvel ezelőtt tapasztalták első ízben, hogy északi fény alkalmával rendkívül nagy távolságú URH-összeköttetést sikerült létesíteni. Ezt a jelenséget később-amatőrök is ismételtelen észlelték. Mint a sokoldalú vizsgálatok igazolták, ennek a nagy távolságú összeköttetésnek az az alapja, hogy a sarki fény visszaveri az ultrarövid hullámokat. A jelenséget „Auróra-hatás”-nak nevezték el.

Azok az anyagi részecskék, amelyek a sarki fényt előidéznek, a sarki fény közelében ionizálják a légkör felső rétegeit. Ilyen módon a Föld mágneses erővonalaival párhuzamosan elhelyezkedő ionizált levegőoszlopok keletkeznek, amelyek az őket merőleges síkban metsző ultrarövid hullámokat visszaverik. Az átvitel tehát akkor a legjobb, ha az adó- és a vevőállomás antennáját — tekintet nélkül földrajzi helyzetükre — a sarki fény felé irányítják. Nagyobb frekvenciákon ügyelni kell arra, hogy az adó- és a vevőantenna azonos polarizációjú legyen. A sarki fény közvetítésével történő átvitelt az jellemzi, hogy rendkívül gyorsan lefolyó fadingre utaló dörgéseket és sziszegést tartalmaz. A távbeszélő üzemmódban történő adás erősen torzított, 144 MHz-en és ennél nagyobb frekvencián már nem is érthető. Az átvitel gyakorisága napi és évszakonkénti ingadozást mutat; a leggyakoribb az ezúton történő átvitel tavasszal és ősszel, továbbá az esti órákban. A következő összeállítás tájékoztatást nyújt arról, hogy 144 MHz-en milyen közvetlen távolságokat hidalnak át sarki fény segítségével:

Hatótávolság	Gyakoriság
0 ... 100 km	75
100 ... 200 km	250
200 ... 300 km	160
300 ... 400 km	130
400 ... 500 km	80
500 ... 600 km	50
600 ... 700 km	35
700 ... 800 km	10

Az ionoszférában — valószínűleg az  $F_2$ -rétegről — csak a kisebb frekvenciájú ultrarövid hullámok verődnek vissza; előfordult azonban, hogy 60 MHz körüli frekvencián is megfigyeltek visszaverődést.

Befejezésül megjegyezzük, hogy az ultrarövid hullámtartomány nagy frekvencia-átfogása — 30—300 MHz — következtében a terjedési viszonyok nem egységesek az egész tartományban. A kisebb frekvenciájú ultrarövid hullámok a rövidhullámokhoz, a nagyobb frekvenciájúak a mikrohullámokhoz hasonlóan terjednek.

A mikrohullámok rendes körülmények között a horizonton belül vehetők; a horizonton túlhaladó hatótávolság csak rendkívül nagy adó-energiával érhető el.

#### 4.7223 A rövidhullámú összeköttetést hátrányosan befolyásoló zavarok

A rövidhullámú összeköttetést hátrányosan befolyásoló zavarok három csoportba oszthatók:

- légköri zavarok,
- a ionoszféra normális állapotában fellépő jelenségek,
- az ionoszférában bekövetkező rendellenességek által előidézett jelenségek.

Az időnként észlelhető légköri zavarok különféle megjelenési formái — recsegés, ropogás, sístergés — olyan mértékben befolyásolhatják a rádióvételt, hogy a jelek biztos felvétele lehetetlenné válik. Ezeket a zavarokat, amelyek főképpen a meleg évszakban jelentkeznek, a légkörben bekövetkező elektromos kisülések okozzák. A trópusokon a légköri zavarok a mindennapos jelenségek közé tartoznak.

A légköri zavarok zajszintje a zavarközpontok elhelyezkedésétől és sűrűségétől, továbbá az érintett frekvenciasáv terjedési viszonyaitól függ.

A légköri zavarok ugyancsak felületi és térhullámok útján terjednek; a rövidhullámú sávban ez utóbbiak a hatásosabbak. Legerőteljesebbek a légköri zavarok a rövidhullámú tartomány kisebb frekvenciájú sávjain, vagyis a 3,5 és a 7 MHz-es sávban. A 30 MHz-nél nagyobb frekvenciájú sávok — egészen közeli zivatar esetétől eltekintve — gyakorlatilag zavarmentesek.

Az ionoszféra normális állapotában észlelhető elhalkulási (fading-) jelenségeket

- a vétel helyére különböző úton érkező hullámok interferenciája (interferencia-fading),
- a polarizáció irányának a megváltozása (polarizáció-fading), végül
- az ionizáció időszakos megváltozása (villogó fading) okozhatja.

a) Ha két hullám különböző úton érkezik a vevőantennához, akkor — fázishelyzetüktől függően — erősítik, vagy gyengítik egymást. A felső légkör ionizációja kisebb mértékben csaknem állandóan ingadozik; ezáltal megváltozik a hullámok közötti útkülönbség és ennek következtében a fáziskülönbség is. A térerősségnek a vétel helyén ilyen módon bekövetkező szabálytalan ingadozása a vétel hangerejének az ingadozásában nyilvánul meg. Többnyire csak egy meghatározott frekvencián jelentkezik; éppen ezért a fadingnek ezt a fajtáját „szelektív fading”-nek is nevezik. Távbeszélő üzemmódban — attól függően, hogy a fading a vivőhullámra, vagy az oldalsávokra hat-e — vagy a vétel gyengülését, vagy a moduláció eltorzulását okozza. Egyoldalsávós átvitel esetén szelektív fading hatása nem tapasztalható.



b) A Föld mágneses terének az ingadozása a polarizáció megváltozását eredményezheti. Ez a zavar mindig egész frekvencia-tartományokat érint, és távbeszélő üzemmódban a vétel elhalkulását eredményezi; torzítást nem okoz. Ennek a fading-fajtának az erőssége tág határok között változhat, és a térerősség nulla értékűre csökkenését is okozhatja. Időtartama a frekvenciától függ, nagy frekvenciákon rendszerint csak a másodpercnek egy töredéke. A folyamat törvényszerűségeit még nem tisztázták kellőképpen; valószínű azonban, hogy a Föld mágneses terének a zavarai arányosan nő a fading erőssége is.

c) A holt zóna határán olyan elhalkulási jelenség észlelhető, amely az ionizáció kisebb mértékű, tartós ingadozásainak tulajdonítható. A jelenség ismertetőjele a vett jel erősségének villogásszerű ingadozása, ezért villogó fadingnek is nevezik.

Ha több hullám eltérő idő alatt teszi meg az adó és a vevő közötti utat, akkor kettős és többszörös jelek alakjában megnyilvánuló visszhang-jelenségek keletkezhetnek. Ezek közül a jelenségek közül az amatőrök leginkább az érdeklő, amelynél a két jel közötti időkülönbség a mérsékelt ütemű morze-adás pontjának megfelelő, kb. 100 msec nagyságrendű; ha a jelek nagyjából azonos erősségűek, akkor rendszerint olvashatatlannokká válnak. További ismert visszhang-jelenség a Hals—Störmer-visszhang, amely, mint hosszú ideig tartó visszhang-jelenség csaknem kizárólag maximális naptevékenység idején jelentkezik; rendkívül ritka.

A visszavert hullámok úthosszúságának a megváltozása következtében Doppler-hatás is felléphet. Ez úgy hat, mintha az adó és a vevő távolodna, ill. közeledné egymáshoz; a vett jel frekvenciája ezért nem egyezik az adóból kisugárzott frekvenciával. A frekvencia-eltérés 15 MHz-nél nagyobb frekvencia esetén néhány kHz-et is kitehet, és azt a látszatot kelti, mintha rossz volna az adó frekvenciaállandósága.

A felsorolt szabályszerű, periodikusan ismétlődő jelenségeken kívül rendellenes jelenségek is bekövetkezhetnek az ionoszférában; ezeket az ionoszféra normális réteg-szerkezetének többé-kevésbé hirtelen megváltozása jellemzi, és az elektromágneses hullámok rendellenes terjedését, és ezáltal átviteli zavarokat okoznak.

Az ionoszférának háromféle zavarja ismeretes:

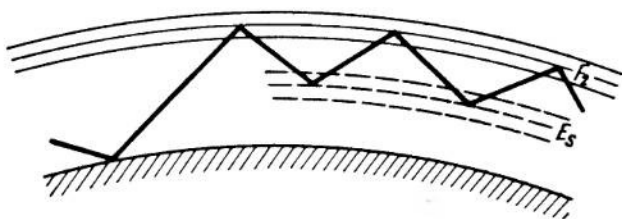
a) rendellenesen kialakuló E-réteg ( $E_s$  [sporadikus E-réteg]),

b) ionoszférikus viharok (mágneses viharok),

c) Mögel—Dellinger-hatás (napkitörések hatása).

a) A rendellenes, vagy sporadikus E-réteg kb. 100 km magasságban, tehát a normális E-réteg ionizációs szintjén keletkezik.

A sajtáságos visszaverődési jelenségek közül arra lehet következtetni, hogy ez a szórvaenyosan előforduló réteg igen erős ion-koncentrációjú felhőkből áll; ez az  $E_s$ -réteg ennek következtében visszaveri a nagyobb frekvenciájú hullámokat. Az  $E_s$ -réteg jelenléte gyakran többszörös visszaverődésre vezet; a többszörösen visszavert hullám útját a 84. ábra szemlélteti.



84. ábra. A hullám útja  $E_s$  réteg jelenléte esetén



Nyáron és napközben gyakrabban alakul ki E<sub>s</sub>-réteg, mint télen és éjszaka.

Az E-réteg élettartama igen változó; lehet csak néhány másodperc, de esetleg több óra is. A réteg kialakulására vonatkozóan eddig még semmiféle törvényszerűséget nem sikerült megállapítani. A réteg néhány km, de esetleg néhány száz km kiterjedésű is lehet.

b) Az ionoszférikus viharokat a Napból kiinduló anyagi részecskékből álló sugárzás váltja ki; ezek a részecskék a Nap és a Föld közötti távolságot 1000–2000 km/sec sebességgel teszik meg, és a Föld mágneses terének a hatására a sarkok felé térnek el eredeti irányukból. Ha mindez éjszaka következik be, akkor a légkörben különleges fényjelenség, az ún. sarki fény válik láthatóvá.

Az ionoszférikus viharok jellemzői: az F-réteg szintjének a felemelkedése, néha 100 km-nyire is; az ion-koncentráció csökkenése és ennek következtében az F<sub>2</sub>-réteg kritikus frekvenciájának a csökkenése; az ionoszféra örvénylő jellegének megfelelő elmosódott visszaverődések.

Az ionoszférikus viharokat többnyire a Föld mágneses terének a zavarai kísérik, amelyek, mint a sarki fény is, különösen a nagy földrajzi szélességű helyeken észlelhetők. A jelenség zavaró befolyást gyakorol a normális E-réteg ionizációjára, és az ún. sarki fény-E-réteg kialakulására vezet. Ha az E-réteg visszaverőképessége nem szűnik meg teljesen, akkor ennek a nem élesen elhatárolt alsó szegélyén szórt visszaverődések keletkeznek. Az olyan rádióösszeköttetések, amelyeknek az útja a sarkvidéken vezet keresztül, ilyenkor gyakran órákra megbénulnak.

Az ionoszférikus viharok gyakorisága és erőssége is a földrajzi szélesség függvénye; az Egyenlítőhöz közelebb fekvő helyeken ritkábbak. Ezek a jellegzetességek összefüggésben vannak a naptevékenységgel; a legtöbb és legerősebb ionoszférikus vihar a napfolt-maximumok idején, vagy közvetlenül azokat követően keletkezik. A viharok időtartama néhány óra és több nap között változik. A gyengébb és közepes erősségű viharok általában 27 naponként ismétlődnek, az erős viharok szabálytalan időközökben, elszigetelten alakulnak ki. A Mögel–Dellinger-hatás fellépése után 20–30 órával is megfigyelhetők ionoszférikus viharok.

c) A Mögel–Dellinger-hatás a rádióösszeköttetésekkel kapcsolatban tapasztalható legérdekesebb és legfigyelemreméltóbb jelenség. Első ízben Mögel tapasztalta 1930-ban,

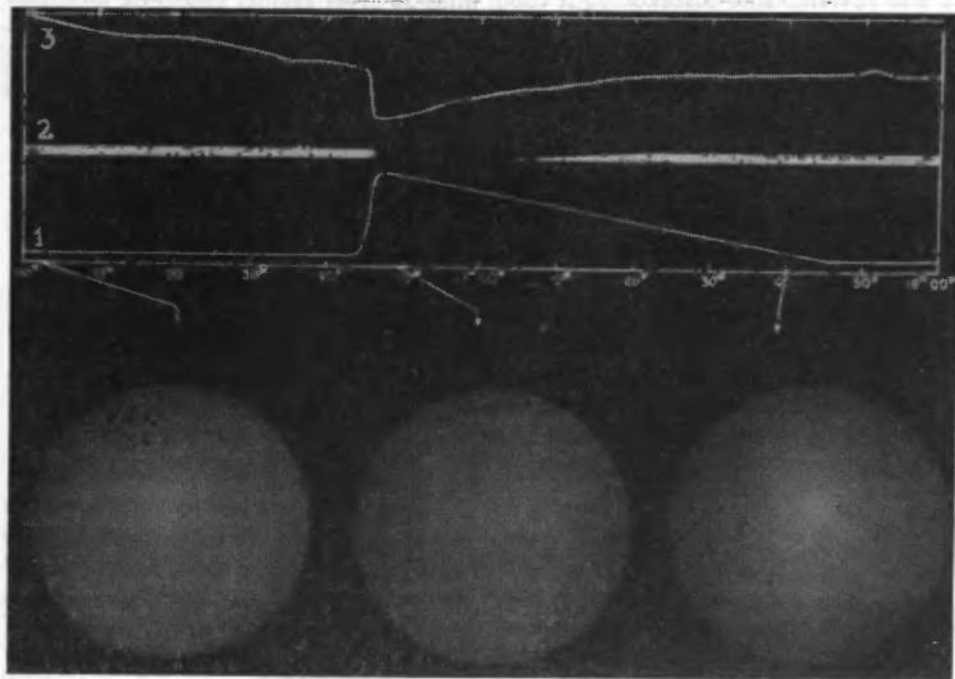
és 6 évvel később ugyancsak ő fejtette meg. A jelenség okainak és törvényszerűségeinek megállapítását nagymértékben elősegítették azok a beható kutatások, amelyeket többek között Dellinger, Richardson és mások végeztek.

A Mögel–Dellinger-hatást az jellemzi, hogy egyes rövidhullámú sávok visszaverődése hirtelenül megszűnik; okát a D-réteg rendkívül erős ionizációjában kell keresni. Ez az ionizáció a hullámok teljes abszorpcióját eredményezi, aminek a következtében az összeköttetés teljesen megszűnik. A zavar időtartama általában 15 perc és 1 óra között van (a Mögel–Dellinger-hatást ezért nevezik néha „holt negyedórá”-nak).



85. ábra. A Nap felületén végbement intenzív hidrogénkítörés spektröheliogramja. Az eruptív zóna közepétáján jól kivehető napfolt van

A Föld nagy területére kiterjedő zavarok csak azokat az összeköttetéseket befolyásolják, amelyeknek az útja olyan helyeken halad, ahol éppen nappal van. Legjobban az 5 és a 30 MHz közötti frekvenciákra hat. Olyan években, amelyekben élénk a naptevékenység, a *Mögel—Dellinger*-hatás is gyakran megfigyelhető; napfolt-minimumok idején ritkán észlelhető. Mindez arra enged következtetni, hogy ez a hatás is a naptevé-



86. ábra. A Nap felületén végbement hidrogénkitörésről készült három spektroheliogram; maximum 16,50 órakor (középső felvétel):

1. a kitörés erősségének az alakulása; 2. a *Mögel—Dellinger*-hatás alakulása; 3. az elektromágneses tér zavarásának a menete

kenység következménye. A leglényegesebb, amit a kutatások eddig megállapítottak az, hogy a *Mögel—Dellinger*-hatás a Nap felületén végbemenő, intenzív hidrogénkitörésekkel áll összefüggésben.

A kitöréseket a Nap chromoszférájához tartozó pehelyszerű felhők jelzik (85. ábra); a kitörést rendszertelen időközökben bekövetkező atom-robbanás okozza. Az alakjukat csak lassan változtató világos hidrogén-felhők többnyire folt- és fáklyacsoportok közelében fordulnak elő, rendszerint csoportosan. A foltok sűrűsége kétségtelen összefüggésben van a naptevékenységgel. A kitörés helyéről ultraibolya-sugárzás indul ki, amelynek a sebessége eléri a fény sebességét, és így a fading-jelenségek a hidrogénkitörésekkel egyidőben jelentkeznek (86. ábra). A *Mögel—Dellinger*-hatással együtt általában napkitörések is megfigyelhetők; viszont nem minden napkitörés okoz fadinget, hanem csak az igen nagy erősségűek. A fading időtartama rendes körülmények között kisebb, mint a kitörésé. Ez érthető is, ha elfogadjuk, hogy a rádióösszeköttetésekre a kitörések csak legnagyobb intenzitásuk idején hatnak.

A *Mögel—Dellinger*-hatás rendkívül kellemetlen, minthogy hirtelen lép fel, és teljesen megszünteti az érintett rádióösszeköttetéseket.

Az amatőr számára rendkívül fontos, hogy ismerje a rövid és ultrarövid hullámok terjedésével kapcsolatos jelenségeket és azokat a hatásokat, amelyeknek ezek ki vannak téve.

Az első rövidhullámú összeköttetést több, mint 30 évvel ezelőtt amatőrök létesítették. A mai amatőr is sokat tehet a haladás érdekében. A hullámok terjedésével kapcsolatban még számtalan megoldatlan kérdés van. Éppen ezért a rendkívüli jelenségek megfigyelése és feljegyzése értékes segítséget nyújthat a tudományos haladásnak.

## 5.1 A RÖVIDHULLÁMÚ VEVŐKÉSZÜLÉKKEL SZEMBEN TÁMASZTOTT MŰSZAKI KÖVETELMÉNYEK

A leendő amatőr rendelkezésére álló első vevőkészülék többnyire a család rádiója. Az ez által nyújtott vételi lehetőségek azonban hamarosan elégteleneknek bizonyulnak. A hangolás nem elég pontos, az egyszer már hallott állomást nehéz újra megtalálni, sokszor pedig csak hozzá kell nyúlni a hangológombhoz, és a távoli adó már el is tűnt.

Mi ennek az oka?

A hangolóelemek (forgókondenzátor és tekercs) megfelelőek hosszú- és középhullámok vételére, a rövidhullámú vétel követelményeinek azonban már nem tesznek eleget. A közönséges vevőkészülék hosszúhullámú sávja nagyjából 140 kHz-től 450 kHz-ig, középhullámú sávja 500 kHz-től 1600 kHz-ig, rövidhullámú sávja pedig 6 MHz-től 20 MHz-ig terjed. A nemzetközi egyezmények értelmében egy-egy adás legfeljebb 9 kHz sávzélességű lehet. Ez annyit jelent, hogy a hosszúhullámú sávban kerekén 35 adó helyezhető el, a középhullámú sávban már 120, a rövidhullámú sávban pedig 1550 (!) adó működhet anélkül, hogy zavarnák egymást. Már ez a pusztta áttekintés világossá teszi, hogy a rövidhullámú adók pontos beállítása sávnyújtás nélkül nem lehetséges. A gyárak ugyan hoznak forgalomba olyan vevőkészülékeket, amelyeknek több nyújtott rövidhullámú sávjuk is van, az amatőr különleges igényeit azonban nem nagyon veszik figyelembe. A 10 méteres sáv pl. egyik készülékben sem található meg, a 80 méteres sávot pedig általában csak a 90 méteres trópusi sávot is magukban foglaló export-készülékekbe építik be.

Az amatőröket érdeklő sávok hiányán kívül a közönséges rádióvevőknek amatőr-szempontról még egyéb hátrányaik is vannak. Ilyen hátrány pl. az, hogy nincs beépített lebegtető oszcillátoruk (BFO = beat frequency oscillator), amelynek a segítségével hallhatóvá lehet tenni a modulálatlan távfrójeleket. Hiányzik ezenkívül a hangolászjelzés; a varázsszem túlságosan érzéketlen ahhoz, hogy segítségével akár csak megközelítő pontosságu összehasonlításokat tehessünk.

A rövidhullámú amatőr tehát különleges, sajátos követelményeket kielégítő vevőkészüléket kénytelen építeni magának. Használható egyenes vevőt nem is olyan nehéz összehozni; a gyakorlottabb amatőr számára azonban különleges csemegét jelent szupervevő megtervezése és megépítése.

A készülék építését igen gondos, különböző szempontokból történő megfontolásnak kell megelőznie. A következő pontokban az amatőrvevővel szemben támasztott fontosabb követelményeket állítottuk össze.

1. A frekvenciastabilitás és az állomások pontos beállíthatóságának a feltétele a villamos és mechanikai stabilitás. A fémvázat (chassis-t) elég vastag lemezből kell készíteni, és tisztán, áttekinthetően kell szerelni.
2. A hangolás egyszerű és kényelmes legyen; a gyakran használt gombokat (hangoló- és hangerőszabályozó-gomb) az asztalon nyugvó csuklóval lehessen kezelni. A többhangoltkörös egyenes vevők és a szupervevők lehetőleg egygombhangolósúak legyenek.
3. A skála hosszú (20—30 cm) és áttekinthető legyen, a mutatónak ne legyen holtjátéka. A szokásos fokbeosztás helyett frekvenciabeosztásra kell törekedni.
4. Az amatőrsávok a skála  $\frac{4}{5}$  részére legyenek megnyújtva.
5. Elegendő, ha a hangfrekvenciás fokozat csak fejhallgatóvételel nyújt. A fül a kis hangerők iránt sokkal érzékenyebb.
6. Hálózati készüléknek tökéletesen bűgásmentesnek kell lennie.
7. Egyenes készüléken a visszacsatolás változtatásának nem szabad észrevehető elhangolást okoznia.
8. Az anód- és a fűtőfeszültséget egymástól függetlenül kell tudni be- és kikapcsolni. Az anódkapcsolóval párhuzamosan csatlakozási lehetőséget kell biztosítani a későbbi adás-vétel-kapcsoló számára.
9. A fejhallgató az adásra való áttéréskor lehetőleg kapcsolódjék át (esetleg jelfogó közvetítésével) a saját adás ellenőrzésére (esetleg ellenőrző vevőre).
10. Az állomás „Vétel”, „Adó behangolás” és „Adás” üzemmódokra legyen kapcsolható.

Ebből is látható, hogy az amatőr rádióberendezés megépítése — ha már eleve akarjuk kerülni a csalódás és eredménytelenség lehetőségét — gondos megfontolást és tervezést igényel.

A vevőt — és értelemszerűen az állomáshoz tartozó minden más berendezést és segédberendezést — stabil fémvázra kell építeni. A „deszka-modell”-nek ma már nincs jelentősége. A vevőt, a frekvenciamérőt és az adó oszcillátorát a lehetőség szerint minden oldalról zárt dobozban kell elhelyezni. A doboz anyagául árát, árnyékoló hatását és megmunkálhatóságát tekintve is az alumínium-lemez a legalkalmasabb.

A skála — mint már említettük — vízszintes és legalább 20—30 cm hosszú legyen. A frekvenciabeosztású skála előnyösebb, mint a fokbeosztású.

A szerelést a lehető legkevesebb összekötővezetékkel végezzük. A kapcsolási rajzon látható összeköttetések a legrövidebbek szoktak lenni; a kezdő tekintse ezeket vezérfonalnak. Az alkatrészeket (kondenzátorok, ellenállások) két helyen rögzítsük; mechanikai rázás hatására ne változtassák meg a helyüket. A segédrcs- és anódszűrő-ellenállásokat, továbbá minden egyes árammal terhelt alkatrészt forrcsúcslecekhöz forrasszunk.

A csövek és az ellenállások ne melegítsék a rezgőköröket. Ennek érdekében a rezgőköröket többnyire a szerelőlap alatt helyezzük el, a hőtermelő alkatrészeket pedig fölöttük. A készülék dobozán a szerelőlap alatt és fölött, továbbá a csövek körül szellőzőnyílásokat kell hagyni, hogy a készüléknek természetes szellőzése legyen.

A szerelőlap mérete olyan legyen, hogy bővítések számára is maradjon rajta hely. Ez a kis anyag többlet nem jelent számottevő megterhelést a szerelőlap beszerzésekor, később viszont rendkívül bosszantó, ha nincs helyünk pl. egy további fokozat beépítésére stb.

A szerelőlapot kapcsolási szempontból szigetelőnek kell tekinteni. Az egyes fokozatokon belüli földeléseket egy közös pontban kell összefogni; ezeket a földelési pontokat azután egy fő-földelőponthoz kell kötni.

Minden csatlakozás (antenna, föld, hangszóró stb.) a hátapon legyen, mert különben a kezelőasztal tele lesz zsinórokkal és vezetékekkel.

A fejhallgatót az egyenfeszültségtől szigeteljük el. A kimenő transzformátor szekunder tekercsének az egyik végét földeljük.

A hálózati csatlakozóvezeték sodrott zsinórból készüljön, mert különben a szórt rádiófrekvenciás tereknek a hálózatra gyakorolt hatása következtében minden adás bűgásmoduláltnak tűnik.

## 5.2 AZ EGYENES VEVŐ

A most következő részben ismertetett vevőkapcsolások és kapcsolási részletek alkalmasak arra, hogy a kezdő amatőrnek készüléke megépítésére vonatkozó útbaigazítást adjanak. A közölt kondenzátor- és ellenállásértékek csak tájékoztatásul szolgálnak; az alkalmazott cső típusától függően módosulhatnak. Az eltérések általában nagyobbak, mint sokan gondolják, úgyhogy a kísérletező amatőrnek tág lehetősége nyílik arra, hogy saját tapasztalatokat szerezhesen. A kapcsolásokhoz az E... 80-as sorozat, az amerikai 6-os sorozat, esetleg a régi E-sorozat csövei használhatók.

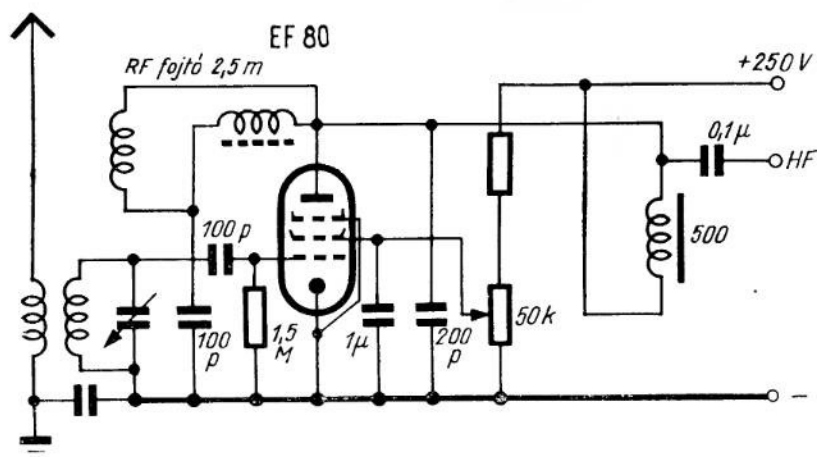
### 5.21 Az audion (O—V—O kapcsolás)

Az audion egy csőben egyesíti az RF erősítőt, a demodulátort és a hangfrekvenciás erősítőt. Nem is ok nélkül tekintik az egyenes vevő lelkének! Manapság általában korszerű pentódával készítik. Minden olyan típusú cső alkalmazható, amelyik 10 méteren még oscillál. Különösen jól bevált az EF 80, EF 85, EF 14 és az EF 95 típusú, továbbá a 6 AC 7, 6 SH 7 és a 6 AG 7, valamint a rövidhullámú és URH üzemre kifejlesztett RV 12 P 2000 típusú pentóda.

Az audionfokozat méretezésénél kiemelkedő jelentőségű a visszacsatolás mértékének a helyes megválasztása. A visszacsatolás egyenlíti ki a rezgőköri tekercs veszteségeit azáltal, hogy a RF feszültség egy részét az anódról visszavezeti a rácsra. A rezonanciaellenállás ennek következtében tetemesen megnő, és ennek köszönhető az audion híres érzékenysége.

Meissner-féle klasszikus visszacsatolást ma már alig alkalmaznak; helyét különféle változatai (elektroncsatolású oszcillátor- vagy rövidítve ECO-, Colpitts-, Leithäuserkapcsolás stb.) foglalják el. A visszacsatolás mértékének a szabályozására közép- és hosszúhullámon leginkább a Leithäuser-féle kapcsolást (62. ábra) alkalmazzák, rövidhullámon pedig egy ellenállás értékének a változtatásával oldják meg. Triódáknál az anód-, pentódáknál a segédrácsfeszültséget szabályozzák, ami a hangolást gyakorlatilag nem befolyásolja (87. ábra). A visszacsatoló-kondenzátor értéke esetenként más és más, ezzel biztosítható a lágy visszacsatolás, és az, hogy a visszacsatolás nem „húzódik el”, vagyis hogy az audion mindig a szabályozónak ugyanabban az állásban gerjed be, illetve szűnik meg rezegni.

Ez a részlet nagy figyelmet érdemel, mert döntően befolyásolhatja a készülék kifogástalan működését.

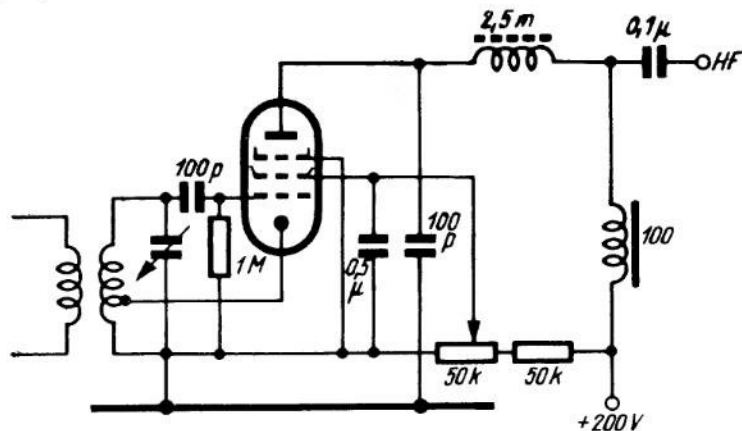


87. ábra. RF pentódával működő visszatartolt audion

Hibás működés esetén gyakran egészen kis változtatás is segít; ilyen lehet pl. a segéd-rács- vagy az anódfeszültség megváltoztatása, más értékű rácslevezető ellenállás alkalmazása, a visszatartolótekerccs menetszámának vagy a visszatartolókapacitátor értékének a megváltoztatása. Hogy melyik vezet célhoz, azt kísérletileg kell megállapítani.

Az is előfordul, hogy a leg gondosabban megépített audion sem gerjed be. Ennek az oka többnyire az, hogy helytelen a visszatartolótekerccs tekerccselési iránya. A tekerccs két végét felcserélve, a hiba megszűnik.

A 88. ábra elektroncsatolású oszcillátorkapcsolásban működő audiont mutat be. Ehhez a kapcsoláshoz olyan csőre van szükség, amelynek a fékezőrácsa külön van kivezetve, tehát nincs a burán belül összekötve a katóddal. A visszatartoló megcsapolást a tekerccs teljes menetszámának a tekerccs hideg (földelt) végétől számított 1/4–1/6 részénél kell készíteni. A megcsapolás legmegfelelőbb helyét kísérletileg kell megállapítani.



88. ábra. ECO-kapcsolású audion



## 5.22 A rezgőkör

A vevőkészüléken belül különös figyelmet kell szentelni a vételi frekvenciát meghatározó rezgőkörnek. A rezgőkör hangolható eleme többnyire a forgókondenzátor. A rövidhullámú sávban rendszerint 50–100 pF végkapacitású forgókat alkalmaznak. Csak stabil, rázást álló lemezekből készült, levegődielektrikumú forgók használhatók. A fegyverzeteket tartó szigetelők trolitulból vagy kerámiából készülhetnek. Pertinax kevésbé alkalmas. Ha 500 pF végkapacitású forgót használunk — amit természetesen rövidíteni kell —, akkor ügyelnünk kell arra, hogy az álló része kerámiaszigetelésű legyen. Ha a forgó rész tengelyéhez csatlakozó érintkező nem ad kifogástalan kontaktust, akkor hangolás közben sercegő hang keletkezik. A soros és párhuzamos rövidítő kondenzátorok értékének szűk határok között kell mozogniuk. Értelmszerűen ugyanez vonatkozik a rezgőkörök tekercseinek a kivételére is. A rövidhullámú sávban — a jobb stabilitás kedvéért — csaknem kizárólag tömör huzalt alkalmaznak, amelynek a felületét beüzüstözik. Az ózozott huzalok vesztesége nagyobb, és ezért nem ajánlhatók. Legmegfelelőbbek a kerámia anyagból vagy trolitulból készült tekercstestek. Megfelelő minőségű tekercstestek a régi ötcsapos csövek foglalatai is; a csőfoglatot megtisztítjuk, és a tekercset a külsejére csévéljük. A pl. E-sorozatú csőfejekre erősített kerámikus tekercstestek azonban — mint már említettük — inkább ajánlhatók. Különösen áll ez a nagyobb frekvenciákra, amelyeken a tekercstest anyagának már erős befolyása van a tekercs jószágára. A kész tekercs meneteinek a tekercstesten nem szabad eltolhatóknak lenniük; nem szabad elmozdulniuk pl. tekercscsere esetén sem.

A rezgőkörök megépítését gondos tervezésnek kell megelőznie. A tekercs, a kondenzátor és a cső közötti összekötő vezetékeknek a lehető legrövidebbeknek kell lenniük. Minden hideg vezetéknek a katódon kell összefutnia, a katódot azután a közös földelőponthoz kell kötni. Ezt a közös földelőpontot merev vezetékdarab kösse össze a „föld”-hüvellyel. Nem helyes, ha a forgókondenzátor tengelyét közvetlenül a készülék homloklapján földeljük.

Eltekintve attól, hogy a fémvázon át vezető út mindig hosszabb a közvetlen, egyenes vezetékdarabnál, többhangoltkörös vevőknél a közös vezetőként használt fémvázban gerjedést okozó csatolás is jöhet létre.

A 100 pF kapacitású kondenzátorból és az 1 M $\Omega$  értékű ellenállásból álló rácskomplexum rendkívül érzékeny a bűgőfeszültségekre; éppen ezért kis, vörösrézlemezről hajlított csőbe helyezjük. Az ellenállás hideg végét a csövecskéhez forrasztjuk, a csövecskét pedig a katódhoz kötjük.

A kezdő amatőr számára a legnagyobb nehézséget a rezgőköri tekercsek menetszámának a kiszámítása okozza. Az első készülékét építő amatőr többnyire tanácsátalanul áll az erre vonatkozó képletek megdöbbséni rengetegében. Mi csak a rezgőkör tervezéséhez feltétlenül szükséges kiindulási összefüggéseket közöljük:

$$L_{[LH]} = \frac{25\,330}{f^2_{[MHz]} \cdot C_{[pF]}} ,$$

$$C_{[pF]} = \frac{25\,330}{f^2_{[MHz]} \cdot L_{[LH]}} .$$

Vannak olyan táblázatok, amelyekből adott frekvencia és kapacitás esetén közvetlenül leolvasható a szükséges induktivitás (vagy megfordítva). Hogy a kívánt induk-

tivítás milyen méretű tekercstesten, milyen átmérőjű huzalból, milyen menetszámú tekercsrel valósítható meg, azt szintén táblázatból olvashatjuk ki; vannak nomogramok is, amelyek segítségével a kívánt adatok megállapíthatók (ilyen nomogramm látható pl. a 427. ábrán). A most következő táblázat 3,5 cm átmérőjű tekercstesten készített tekercsek adatait tartalmazza:

Induktivitás ( $\mu\text{m}$ )	Menetszám (m)	Huzalátmérő (mm)	Tekercshossz (cm)
150	88	0,35	5,5
85	72	0,5	5,5
47	50	0,7	5,5
20	35	1,0	5,5
10	21	1,0	3,5
4,8	15	1,5	3,5
3,2	$8\frac{1}{2}$	1,5	2,0
1,0	$5\frac{3}{4}$	1,5	2,0
0,5	$3\frac{1}{2}$	1,5	1,5

A megadott értékek természetesen csak megközelítő pontosságúak. A tekercs felépítése, a tekercstest anyaga és a szórt kapacitások mindig okozhatnak bizonyos eltérést.

Pontosan a kívánt frekvenciára frekvenciamérővel hangolhatunk. A frekvenciamérő megépítésének tulajdonképpen meg kellene előznie a vevő építését. Rendkívül hasznos RF mérő- és hangolóeszköz, amely nagy segítséget nyújt az amatőr-munkában.

A vevőkészülékek rezgőköreinek a tekercsét kb. 0,4–0,8 mm átmérőjű, zománc + selyemszigetelésű vörösréz huzalból készítjük. Ugyanez a huzalvastagság használható az adókészülékek oszcillátorfokozatában is. A frekvenciatöbbszöröző és teljesítményerősítő fokozatokban vastagabb huzalt kell alkalmazni (erről a megfelelő fejezetben lesz szó). A tekercsek induktivitása a menetek széthúzásával, ill. összenyomásával finoman szabályozható (a széthúzás csökkenti, az összenyomás növeli az induktivitást).

A most következő táblázat a 89. ábra szerinti kapcsolású 0–V–1 készülék tekercseinek a menetszámát adja meg a különböző rövidhullámú amatőrsávokra; a tekercstest átmérője 3,5 cm.

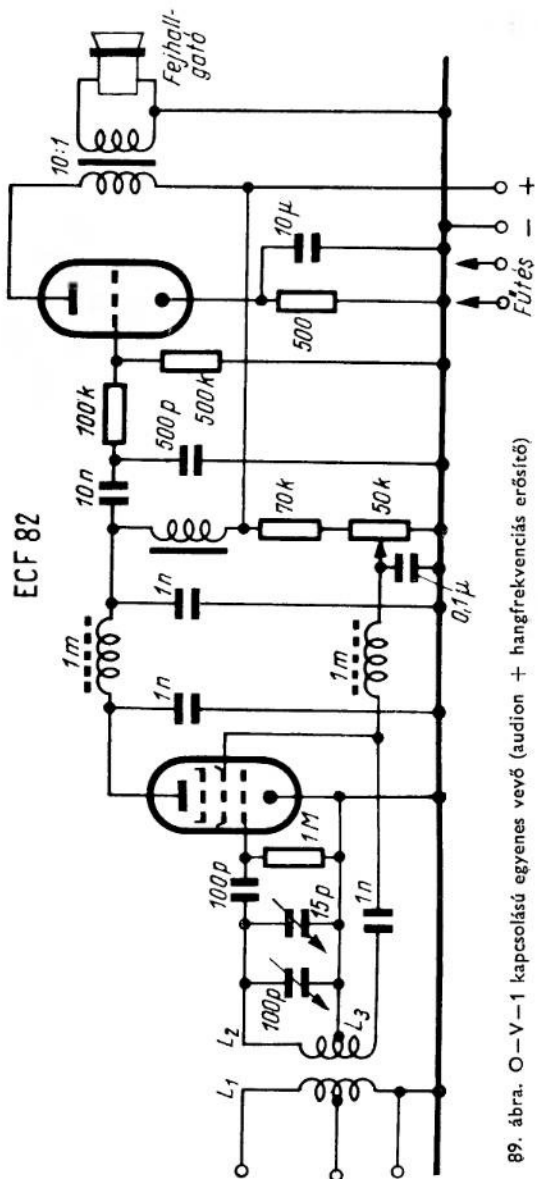
Hullámsáv	$L_1$	$L_2$	$L_3$	
80 m	4	26	3	$L_1$ és $L_2$ kb. 5 mm távolságban legyen egymástól
40 m	3	12	2	
20 m	2	5	1,5	
10 m	1	2	1	

### 5.23 Az O–V–1 és az 1–V–1 kapcsolású vevő

Ha az audion hangfrekvenciás erősítőfokozattal egészítjük ki, akkor O–V–1 kapcsolású vevőhöz jutunk (89. ábra). Jelentős mértékben megnő a készülék érzékenysége, ha még RF előerősítő fokozattal is bővítjük (1–V–1 kapcsolás). Az audion megelőző RF erősítő fokozat a készülék érzékenységén kívül a szelektivitását is növeli, ezenkívül megakadályozza, hogy a begerjesztett audion az antenán keresztül zavaró RF jeleket sugározzon ki.

A RF előerősítő fokozattal nyerhető erősítés mértéke korlátozott; a cső meredekségétől és a hozzácsatlakozó rezgőkör rezonanciaellenállásától függ legnagyobb mértékben. Ez utóbbit az  $L/C$  hányados értéke határozza meg; rövidhullámon viszont a rezgőkör induktivitása kicsi. Több RF fokozat alkalmazása csak a szelektivitást javítja, az erősítés növelésének az egyre erősödő készülékzaj szab határt.

Az ellenállásokon és csöveken átáramló elektronok szabálytalan mozgása következtében zajfeszültség keletkezik, amelyet a további fokozatok felerősítenek. A vevőkészülék erősítése — és ezzel az érzékenysége — ennek az erősítéssel együtt növekedő belső készülékzajnak a következtében csak egy bizonyos határig fokozható. A készülékzaj nagyobbik részét a csövekben a söréthatás miatt létrejövő zajfeszültség okozza. A többrácsos csövek — az áramnak az egyes rácsok közötti nem egyenletes eloszlása következtében — nagyobb zajfeszültséget termelnek, mint a triódák; a zajnak ezt a fajtáját *árameloszlási zajnak* nevezik. A pentódák tehát — tekintettel több rácsukra — általában zajosabbak, mint a triódák; újabban — URH és TV vevők bemenő fokozata számára — kiszajjú pentódákat is készítenek (EF 80, EF 85, EF 95). Ezeknek a csöveknek a segédrácsát és a fékezőrácsát igen vékony huzalból



89. ábra. O–V–1 kapcsolású egyenes vevő (audion + hangfrekvenciás erősítő)

készítik, és úgy helyezik el, hogy a vezérlőrács „árnyékában” legyenek. Ilyen módon csökken ezeknek a rácsoknak az áramfelvétele, és ezzel együtt az árameloszlási zaj is. A korszerű URH és TV vevők bemenő fokozatában — éppen a kisebb csőzaj kedvéért — gyakran triódát (pl. ECC 81, E 88 CC) alkalmaznak.

A készülék RF erősítése változó meredekségű (szabályozó) cső alkalmazása esetén a katódba kapcsolt változtatható értékű ellenállás segítségével szabályozható. Így biztosan elkerülhető az audion túlvezérlése, a különféle zavarok pedig az érzékenységi küszöb alatt tarthatók.

Az antenna csatolása az 1—V—1 kapcsolású vevőben is a lehető leglazább legyen, ugyanígy az előerősítőfokozat és audion közötti csatolás is. A készülék szelektivitása nagy részben ettől függ. Az a legjobb, ha a két forgókondenzátor közös tengelyű és együtt hangolható. Ha nincs megfelelő végkapacitású forgónk, akkor  $2 \times 500$  pF-os is használható, ilyenkor azonban a kapacitást „rövidíteni” kell.

Ha az 1—V—1 kapcsolású vevő megépítése nem a legkifogástalanabb, akkor könnyen gerjed. A gerjedést leggyakrabban a két rezgőkör közötti csatolás okozza, amit árnyékolólemezekkel és a tekercsek egymásra merőleges elhelyezésével csökkenthetünk. Ha a tekercsokat árnyékoljuk, akkor ügyeljünk arra, hogy az árnyékoló serleg és a tekercs között legalább akkora távolság legyen, mint a tekercstest átmérőjének a fele; ellenkező esetben a túlságosan nagy csillapítás rontja a tekercs jószágát. Az 1—V—1 kapcsolású vevőnél — ha nem akarunk kudarcot vallani — a lehető leggondosabban figyelembe kell vennünk a készüléképítés alapszabályait.

Ha az 1—V—1 kapcsolású vevő elé még egy RF fokozatot építünk, akkor a 2—V—1 kapcsolású készülékekhez jutunk. Érdemes azonban megfontolni, nem egyszerűbb-e, ha superkészüléket építünk; a háromhangoltkörös rövidhullámú vevőt ugyanis még gondosabban kell megépíteni, ha a gerjedést el akarjuk kerülni.

## 5.3 A RÖVIDHULLÁMÚ AMATŐR FREKVENCIA-VÁLTÓKÉSZÜLÉK

### 5.31 Általános ismertetés

A készülék elvi működése a következő: az  $f_{be}$  frekvenciájú bejövő rezgést és a készülékben előállított  $f_h$  frekvenciájú helyi rezgést is a keverőcsőre kapcsoljuk, amelynek az anódján a két frekvencia összege és különbsége jelenik meg. A különbségi rezgést, az ún. középfrekvenciát (KF) az állandóan erre hangolt KF erősítőben tovább erősítjük. A helyi oszcillátor által előállított  $f_h$  frekvenciának természetesen az  $f_{be}$  bejövő frekvenciával együtt kell hangolhatónak lennie, hogy a kettő különbsége a skála minden pontján a kívánt KF-t eredményezze.

Ezt az eljárást az indokolja, hogy a kisebb rezgésszámú KF — amelyre a bejövő frekvenciát átalakítjuk — erősítési lehetőségei jobbak, mint a nagyobb rezgésszámú bejövő frekvenciáé. A KF erősítőben levő 6—8 rezgőkört csak egyszer kell behangolni, és biztosítva van a mindig egyforma érzékenység, erősítés és szelektivitás. A KF megválasztásakor több dolgot kell megfontolni. A 100—120 kHz körüli KF-n kevés fokozattal is nagy erősítés érhető el. A vevőkészülékben hosszú ideig ezt alkalmazták, később azonban áttértek a 470 kHz körüli KF-ra. Ez a frekvencia a

közép- és a hosszúhullámú sáv között helyezkedik el, s így önmagától adódik, mert hiszen a műsorszórási sávok bármelyikében levő KF esetén egy ugyanazon a frekvencián működő adó interferenciás zavarokat okozna. Az utolsó KF fokozatot a demodulátor zárja le. Manapság többnyire dióda-demodulátort használnak, mert ez nagyobb amplitudók esetén is torzításmentes demodulációt biztosít.

A frekvenciaváltó készüléknek (szupervevőnek) néhány csábító előnye van az egyenes vevővel szemben:

1. Nagy, minden hullámsávban egyforma szelektivitás, amely szabályozhatóvá is tehető.
2. Állandó erősítés, amelynek a mértéke — kézi beállítással, vagy önműködően — ugyancsak szabályozható.

Természetesen néhány hátránya is van a frekvenciaváltó vevőnek az egyenes vevővel szemben. Ide tartoznak különösen a frekvenciaváltó vevőkre annyira jellemző interferencia-zavarok.

A rövidhullámú vevő tervezésénél és építésénél elsősorban az ún. *tükörfrekvencia* által előidézett zavarokra kell tekintettel lennünk.

Mint ennek a fejezetnek az elején már említettük, a KF-t a bejövő frekvencia és a helyi oszcillátor-frekvencia különbségeként állítjuk elő. A helyi oszcillátor frekvenciája eszerint a KF értékével nagyobb, vagy kisebb lehet a bejövő rezgés frekvenciájánál; az  $f_h$  helyi oszcillátor-frekvenciánál nagyobb és kisebb frekvenciák között is van tehát egy-egy olyan, amelyeknek és az oszcillátor-frekvenciának a különbsége éppen az  $f_k$  középfrekvenciát eredményezi. Ezeket az  $f_h$  helyi oszcillátor-frekvencia két oldalán egymás tükörképeként elhelyezkedő frekvenciákat nevezzük tükörfrekvenciáknak.

A skála minden pontján két adás vehető, amelyeknek a frekvenciái között  $2 f_k$  különbség van. Ha a két frekvencia különbsége nem pontosan  $2 f_k$ , akkor füttyök észlelhetők, amelyek a vételt teljességgel lehetetlenné teszik. Szükséges tehát, hogy a bemenő körök szelektivitása elég nagy legyen ahhoz, hogy elnyomja a tükörfrekvenciát. A közép- és a hosszúhullámú sávban a keverést megelőző egyetlen hangolt kör is elegendő ehhez, a rövidhullámú sávban azonban már nem. 500 kHz körüli KF esetén három, 1500–1600 kHz közötti KF esetén két hangolt körnek kell megelőznie a keverő fokozatot.

A tükörfrekvencia elnyomását nemcsak a bemenő szelektivitás növelésével, hanem nagyobb rezgésszámú KF választásával is elérhetjük. Egyszerű eszközökkel 1600 kHz körülينél nagyobb frekvenciájú KF nem valósítható meg. Nagyobb frekvenciákon ugyanis nagy mértékben csökken az erősítés és — a nagyobb sávzélesség következtében — nő a rezgőkörök által termelt zajfeszültség. A tükörfrekvencia, amely 1600 kHz-es KF esetén  $2 \times 1600 = 3200$  kHz távolságban van a venni kívánt adás frekvenciájától, amatőr-eszközökkel megépített készülékben is elnyomható. A 10 méteres sávban azonban a tükörfrekvenciás zavarok nem szüntethetők meg teljes mértékben.

A tükörfrekvencia elnyomásának harmadik, legújabban alkalmazott módja a kétszeres frekvencia-transzponálás. A bemenő frekvenciát az első keverő fokozat 1,5–3 MHz-es KF-vá alakítja át. Ilyen módon kiváló tükörselektivitás érhető el, ami még a 10 méteres sávban is maradéktalanul érvényesül. Az első KF-t legfeljebb egy fokozat erősíti, majd egy második keverő fokozat 50–150 kHz-es második KF-ra transzpo-

nálja. Ez a második KF kevés fokozattal is megfelelő mértékben felerősíthető. Ez a módszer tehát más eszközzel el nem érhető szelektivitást és tükörszelektivitást biztosít.

A 2. KF-részben a sávszélesség néhány száz Hz-re csökkenthető.

A frekvenciaváltó-rendszerű készülékeknek a tükörfrekvenciás zavarokon kívül még egy hibájuk van: készülékzajuk lényegesen nagyobb, mint az egyenes vevőké. Ennek a keverőcső által termelt nagy zajfeszültség az oka. Önként adódó megoldás tehát RF előerősítő alkalmazása.

A különböző fajta csövek által termelt zajfeszültség összehasonlítására szolgál az ún. *helyettesítő zajellenállás*. A csőben létrejövő zajfeszültséget egy ellenállás zajfeszültségével vetjük össze; a cső  $R_z$  helyettesítő zajellenállása az az ellenállásérték, amely a zajmentesnek képzelt cső rácsára kapcsolva ugyanakkora zajteljesítményt szolgáltatna, mint a cső. Tájékoztatásul közöljük néhány csőfajta megközelítő helyettesítő zajellenállását:

triódák helyettesítő zajellenállása:	200— 500 $\Omega$ ,
pentódák helyettesítő zajellenállása:	2000— 50000 $\Omega$ ,
keverőcsövek (heptóda, hexóda) helyettesítő zajellenállása:	50000— 100000 $\Omega$ .

Mint látható, a frekvenciaváltó készülék zajának legnagyobb részét a keverőcső kelti. A kiszámított pentódák helyettesítő zajellenállása a keverőcsövékének mintegy 1/10 része. Ha tehát ilyen előerősítőt alkalmazunk (pl. EF42, EF80, EF85 vagy EF95 típusú csöveket), akkor az ECH81-es bemenetű vevőhöz képest kb.  $\sqrt{10} \sim 3$ -szoros érzékenységnövekedést érhetünk el bemenő feszültségben.

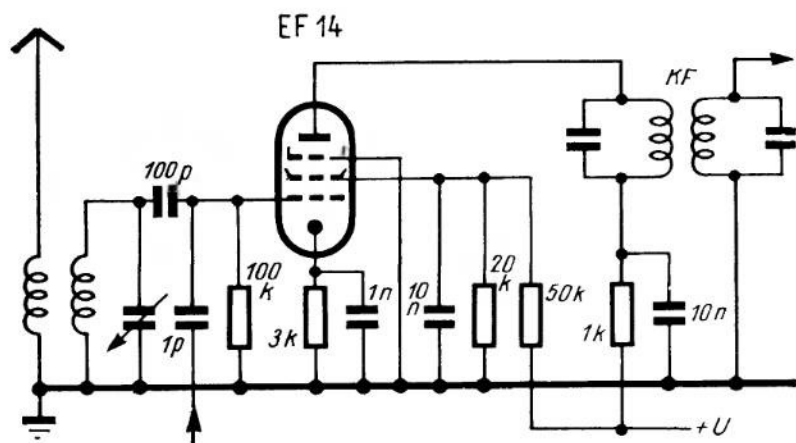
Előerősítő fokozat alkalmazásával tehát — amellett, hogy hangolt köre javítja a tükörszelektivitást — a készülék zajteljesítményét kb. 1/10 részére csökkenthetjük. A gerjedési lehetőségek miatt itt is meg kell fontolni az 1—V—1 kapcsolásnál mondotakat.

### 5.311 A keverőfokozat

A közönséges rádióvevőkben keverőcsőként csaknem kizárólag a megbízható működésű, korszerű trióda-hexódákat használják. Ugyan kicsiny a keverőmeredekségük (keverőmeredekségen a vezérlőrácsra kapcsolt 1 V RF bemenő feszültség esetén létrejövő KF anódáram nagyságát értjük, vagyis  $S_k = i_a(KF)/u_g(RF)$ , azonban közép- és hosszúhullámon ennek nincs nagy jelentősége; rövidhullámon viszont már csatlózási zavarok és az elektronfutási időből származó zavarok mutatkoznak. Mindezek veszélyeztetik az előerősítő fokozattal nyert erősítést és kedvező zajviszonyokat. Éppen ezért a speciális készülékekben szívesen alkalmazzák a külön oszcillátorral működő *additív keverést*. A keverőcsőtől különválasztott trióda (pl. 6 J 5, vagy triódaként kapcsolt EF12) stabilitás szempontjából is előnyös.

Additív keverésnél a helyi rezgést kiskapacitású kondenzátorral csatoljuk a keverőkörhöz (ez a kiskapacitású kondenzátor néhány menetnyi, a keverőcső vezérlőrácsához menő vezetékre csavart huzal is lehet). Ilyen keverő fokozat kapcsolása látható a 90. ábrán. A keverőcső EF14, amelynek a be- és a kimenő része teljesen szétválasztható. Fontos, hogy a helyi rezgés amplitudója az egész sávban egyenlő nagy legyen. A keverőmeredekség igen gyorsan lecsökken, ha az amplitudó eltér az optimális értéktől; ezzel pedig eltűnnek az additív keverés előnyei is.





90. ábra. EF 14 típusú pentóddal működő additív keverőfokozat

A katódelenállásnak olyan értékűnek kell lennie, hogy a cső a jelleggörbe görbült szakaszán dolgozzék; ez feltétele az additív keverésnek. Az ehhez szükséges negatív előfeszültség értéke 7–8 V. A helyi rezgés amplitudóját a visszacsatolás szabályozásával kb. 8 V-ra kell beállítani. Az eredmény kb. 2 mA/V értékű keverőmeredekség.

A keverésnél felmerülő további probléma a modulátor- és az oszcillátorkör együttfutása. Szerencsére a viszonylag keskeny amatőrsávokon elegendő, ha a sáv közepe össze van hangolva.

Előnyös, ha a cső vezérlőrácsa a rezgőköri tekercs megcsapolásához csatlakozik; a 10, 15 és 20 méteres sávban ugyanis már érezhető a cső bemenő ellenállásának a rezgőkörre gyakorolt csillapító hatása. Ez úgy hat, mint a cső rácsa és katódja közé, a rezgőkörrel párhuzamosan kapcsolt hatásos ellenállás, amely csökkenti a rezgőkör rezonanciaellenállását. Ez az ellenállás annál kisebb, minél nagyobb a cső meredeksége; a hullámhossznak a négyzetével pedig egyenesen arányos. 20 MHz körüli frekvencián pl. az ECH 11 típusú cső bemenő ellenállás csak 20 kΩ.

### 5.312 A KF erősítő

A KF erősítő fokozat nem sokban különbözik a közönséges rádióvevő KF erősítőtől. Minthogy azonban az amatőradók általában gyengébbek, a KF fokozatok száma rendszerint eggyel, a hangolt körök száma pedig hattal-héttel több. A készülék szelektivitása a KF körök sáv szélességétől függ, és — hogy egyformán jól lehessen venni a táviró és a távbeszélő adásokat — szabályozható.

A készülék szelektivitását még azzal is növelhetjük, hogy az egyik KF fokozatot visszacsatolhatóvá képpezük ki. Különlegesen keskeny — 100 Hz szélességű — sáv csak kvarc-szűrő segítségével (lásd a rezgőkörökkel foglalkozó fejezetben) érhető el; azzal viszont — az ún. antirezonanciapontot is felhasználva — a legmakacsabb zavaró adás is csaknem tökéletesen kiküszöbölhető.

Kvarc-szűrőt csak akkor érdemes használni, ha a helyi rezgést előállító oszcillátor igen nagy stabilitású, mert különben a beállított állomás a legkisebb frekvenciaringadozás következtében is eltűnik.



### 5.313 A demoduláció

Az egyenes vevőkben egyformán használatos az audion- és a dióda-egyenirányítás. A szuper-rendszerű készülékekben — a kis-szuperek kivételével — csaknem kizárólag dióda-demodulációt alkalmazunk. A közönséges rádióvevőkkel szemben azonban van néhány jellegzetes amatőr-különlegesség. A KF lebegtető oszcillátornak (BFO) a diódakörhöz történő csatlakozása miatt ikercső csak akkor használható, ha a pentóda- (vagy trióda-) része a demodulátort követő hangfrekvenciás erősítőként működik. Ha az ikercső KF erősítő és demodulátor volna, akkor zavaró visszahatások jöhetnének létre a szabályozófeszültségre stb. A lebegtető oszcillátort éppen ennek elkerülése céljából gondosan árnyékolni kell, és csak az utolsó KF erősítő után, erre a célra szolgáló kondenzátoron át szabad a demodulátor-diódához csatlakozni.

Az utóbbi időben egyre több amatőr-állomás alkalmaz keskenysávú frekvenciamodulációt (NBFM). A modulátorerősítő ugyan némi többletkiadást jelent, viszont ezzel a módszerrel a vételi zavarok minimálisra csökkenthetők. Ezzel együtt a vevőkészülékben döntő jelentőségűvé válik a torzítatlan FM demoduláció. Az amatőrök által eddig általában használt félrehangolt demodulátor nem teszi lehetővé, hogy a keskenysávú FM előnye kellőképpen érvényesüljenek. Éppen ezért újabban — az URH vevőkörhöz hasonlóan — aránydetektor- vagy fázisdiszkriminátor-kapcsolást alkalmaznak. A legutóbbi időben kombinált — tetszés szerint AM és FM üzemre használható — szűrőket is építenek be a készülékekbe; ezek többé-kevésbé bonyolult átkapcsolása azonban elkerülhetelen.

Egyszerűbb és a maga nemében hatásosabb megoldás, amikor kétféle demodulátort alkalmaznak, és a hangfrekvenciás erősítőt vagy az egyikre, vagy a másikra kapcsolják. Az AM üzembről FM üzemre való átkapcsolás ebben az esetben közönséges billenő kapcsolóval történhet. A szabályozó feszültséget mindig az AM demodulátor szolgáltatja. A FM demodulátor előtt még egy ampli.udóhatároló-fokozat is van, amelynek a segítségével a keskenysávú FM-val dolgozó állomások még erős zavarás esetén is jól vehetők.

Távíró üzemben rendszerint A1 üzemmódot választanak, amelyben a RF rezgést a távíró- (Morse-) jelek ütemében billentyűzik. Ennél az üzemmódnál azonban a vevőkészülékben nem keletkezik hallható hang. Éppen ezért a demodulátor-részhez még egy második, ún. *lebegtető oszcillátort* csatlakoztatnak, amely a KF-től 800—1000 Hz-cel eltérő frekvenciájú rezgést állít elő. A két rezgés interferenciája hallható hangot (lebegést) eredményez, amelynek a magasságát (frekvenciáját) a két rezgés-szám különbsége határozza meg.

A lebegtető oszcillátor (BFO) a demodulátor-diódához csatlakozik. Az oszcillátor bármilyen ismert kapcsolású lehet. Legszívesebben a hárompontkapcsolású oszcillátort alkalmazzák, amelyhez csak egy tekercsre van szükség, és beállítása sem kényes. A rezgőkör  $L/C$  viszonyának kicsinek kell lennie, hogy a megkövetelt nagy frekvencia-állandóság biztosítható legyen. Ennek érdekében az anódfeszültséget stabilizálni szokták.

A rezgőkör hangolókondenzátorával párhuzamosan kell kapcsolni egy kb. 10 pF végkapacitású forgókondenzátort, amellyel a lebegő hang magassága változtatható. Az anódvezetékbe kb. 25 k $\Omega$  ellenállású potenciométert iktatunk be, hogy a rezgés amplitudóját is szabályozhassuk, így a lebegtető oszcillátor által keltett rezgés erőssége a vett jel erősségével összehangba hozható. Ilyen módon az is teljes biztonsággal elkerülhető, hogy a lebegtető oszcillátor rezgése elnyomja a vett jelet.

### 5.314 Egyszeres távirójelvétel

A lebegtető oszcillátor segítségével a nagyszелеktivitású (pl. kvarc-szűrős) szuperkészülékkel egyszerűes távirójelvétel is lehetséges; a venni kívánt jelet ezzel a módszerrel kielégítően el lehet választani a zavaró jeltől.

Ha a lebegtető oszcillátor pontosan a KF-ra volna hangolva, akkor a venni kívánt állomást beállítva, a készülék nem adna hallható hangot („füttymélypont”). Ha az adást hallani akarjuk, akkor a lebegtető oszcillátort annyira el kell hangolnunk, hogy a fülünknek kellemes, 800–1000 Hz frekvenciájú hangot halljunk. Két lehetőségünk van: az  $f_k + 1000$  Hz és az  $f_k - 1000$  Hz frekvenciára hangolt lebegtető oszcillátor által termelt rezgéssel keveredő,  $f_k$  frekvenciájú KF rezgés egyformán egyenlő erősségű, 1000 Hz frekvenciájú hangot szolgáltat. A két lehetőség közül azt valósítjuk meg, amelyik zavartalanabb vételt tesz lehetővé. Válasszuk ki pl. az  $f_k - 1000$  Hz lebegetőfrekvenciát. Ha  $f_k = 468$  kHz, akkor a lebegtető oszcillátor által előállított rezgés ebben az esetben  $f_k - 1000$  Hz =  $f_k - 1$  kHz = 467 kHz frekvenciájú. Hangolás közben azonban minden táviróállomás jele kétszer hallható; nemcsak akkor, amikor a bejövő jel frekvenciája és a helyi oszcillátor jelének a frekvenciája közötti különbség 468 kHz – vagyis pontosan a KF –, hanem akkor is, amikor 466 kHz, mert hiszen a KF erősítőről levett jel és a lebegtető oszcillátor jelének a frekvenciája közötti különbség ebben az esetben is 1000 Hz, az átlagos KF erősítők szelektivitása pedig nem olyan nagy, hogy a névleges  $f_k$  frekvenciájuktól 2 kHz-cel eltérő jeleket ne erősítsenek. A kétszeres jelvétel tehát csak olyan nagy szelektivitású készülékekkel kerülhető el, amelyek a névleges KF-től 2 kHz-cel eltérő jeleket már nem viszi át, és így a tükrőfrekvencia példájára „tükrőhang”-nak nevezett zavaró jel kialakulását nem teszi lehetővé. Az ilyen vételt egyszerűes távirójelvételnek nevezzük. Kifogástalan egyszerűes távirójelvétel érhető el a kvarc-szűrős-vevőkészülékekkel, amelyek a tükrőhangot tökéletesen elnyomják. A kereskedelmi rádióforgalomban használt készülékek lebegtető oszcillátorába gyakran átkapcsolhatóan két kvarcot is építenek be. Az egyiknek a rezgésszáma  $f_k + 1000$  Hz, a másiké  $f_k - 1000$  Hz; a kezelő – attól függően, hogy melyik oldalon zavartalanabb a vétel – akár az egyik, akár a másik jelet választhatja.

### 5.32 A rövidhullámú vevőkben alkalmazott önműködő erősítésszabályozás

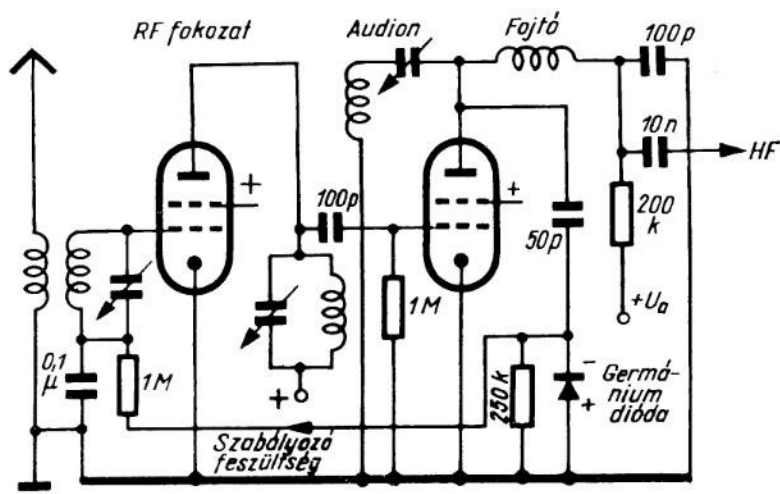
A megelőző fejezetek túlnyomórészt általános tájékoztatást nyújtó ismertetései után a most következőkben a rádióvédeltechnika egyes részletkérdéseivel kívánunk foglalkozni. Elsőként a rövidhullámú vevőkben alkalmazott önműködő erősítésszabályozást ismertetjük.

A vett jel erőssége többé-kevésbé gyorsan ingadozik. Ha állandó erősségű jelet akarunk kapni, akkor a kezünket állandóan a hangerőszabályozó gombon kell tartanunk, és a készülék erősítését a bejövő jel mindenkori erősségétől függően kell változtatnunk. Ha a bejövő jel erőssége lassan változik, akkor ez még megy, gyors változás esetén azonban már nem; hátrányos továbbá, hogy a hangerőszabályozás állandóan lefoglalja az egyik kezünket. Éppen ezért már a rádiózás kezdetén kifejlesztették az önműködő erősítésszabályozót, amelynek a működése a következő:

Ha a vett jel erőssége nő, megnő a készülékben a KF jel feszültsége, és a demodulátor is nagyobb hangfrekvenciás feszültséget szolgáltat. A hangerő tehát csak akkor marad

változatlan, ha ilyenkor csökkentjük a készülék erősítését, ami úgy oldható meg, ha az egyenirányított jelfeszültséget megfelelő polaritással valamelyik változó meredekségű erősítőcső (vagy csövek) rácsára vezetjük. A cső munkapontja a negatívabbá váló rácselőfeszültség hatására a jellegörbe laposabb szakaszára tolódik, erősítése ezáltal lecsökken, a csökkenő erősítés pedig kiegyenlíti a bejövő jel erősödését. A szabályozás elvileg kétféleképpen valósítható meg:

1. A szabályozó feszültséget külön diódáról, de a hasznos modulációt átvivő csatornából vesszük. Ennek a megoldásnak az a hátránya, hogy a lecsökkentett erősítés következtében maga a szabályozó feszültség is csökken, ami csak szűkebb határok közötti szabályozást tesz lehetővé.



91. ábra. Önműködő erősítésszabályozás egyenes vevőben (csak távbeszélő üzemre)

2. A szabályozó jel előállítására külön erősítőt alkalmazunk, amelynek az erősítése állandó és elég nagy értékű. Ilyen módon sokkal tágabb határok között szabályozhatunk, ami különösen a kereskedelmi rádióforgalom lebonyolításánál fontos követelmény. Ez a második megoldás természetesen drágább.

Elvben az RF előerősítőjű egyenes vevőknél is megoldható az önműködő erősítésszabályozás, azonban csak meglehetősen szűk határok között, mert csak a RF előerősítő szabályozható, ennek az erősítése pedig csak kb. 1:50 arányban változtatható. Ennek ellenére már ez a szabályozás is észrevehetően jótékony hatású.

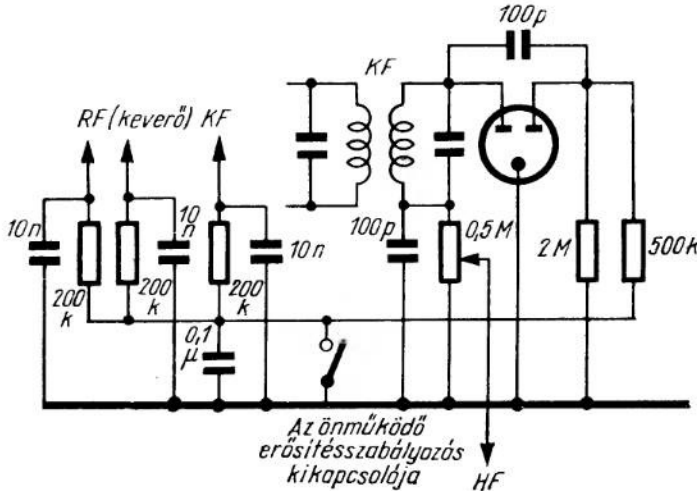
Egyenes vevőben alkalmazott önműködő erősítésszabályozásra mutat példát a 91. ábra. Az audion anódján levő RF feszültséget kapacitíve csatoljuk egy germániumdiódára, amely egyenirányítja azt; az egyenirányított és szűrt szabályozó feszültséget a RF erősítőcső vezérlőrácsára vezetjük. A szűrőellenállás és kondenzátor értéke határozza meg, milyen gyorsan érvényesül a szabályozó hatás. Pl. 1 μF kapacitású kondenzátor és 1 MΩ értékű ellenállás esetén 1 másodpercet vesz igénybe, amíg a kondenzátor feszültsége eléri a szűrőre kapcsolt feszültség értékének a 63%-át;

ezt az időt nevezzük — megállapodásszerűen — időállandónak. Az időállandó értéke a következő összefüggés segítségével számítható ki:

$$\tau_{[s]} = R_{[M\Omega]} \cdot C_{[\mu F]}$$

A szabályozó kör időállandójával kapcsolatos követelmények a következők:

1. Olyan nagy legyen, hogy a vett jel hasznos modulációját tökéletesen szűrje ki. (Ellenkező esetben az erősítésszabályozás működése olyan gyors volna, hogy kiegyenlítene a modulációt, vagyis nem hallanánk semmit. Ezt a gyors szabályozást akkor alkalmazzuk a rádiótechnikában, ha a modulálatlan hordozóhullámra van szükségünk.)



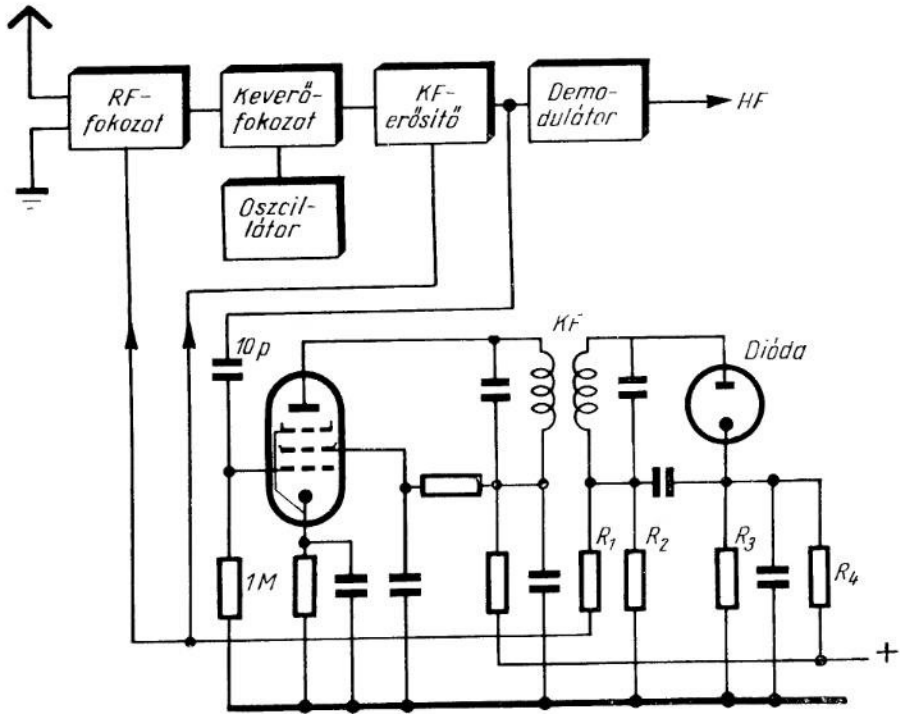
92. ábra. Frekvenciaváltó-vevő önműködő erősítésszabályozásának az elvi kapcsolása

2. Nem szabad azonban olyan nagynek lennie az időállandónak, hogy az erősítésszabályozás ne tudja kiegyenlíteni a gyors, lökészerű elhalkulásokat.

Az amatőr gyakorlatban az átkapcsolható időállandójú erősítésszabályozás vált be a legjobban. A lehetőség szerint a következő időállandókat lehessen beállítani: a) 0,02 s, b) 0,1 s, c) 1 s.

A 92. ábra frekvenciaváltókészülék önműködő erősítésszabályozására mutat be példát. A kapcsolás kettősdiodát tartalmaz; az egyik rendszer a demodulált hasznos jelet, a másik pedig a szabályozó feszültséget szolgáltatja. Ha a szabályozás három fokozatra terjed ki, akkor kb. 1:100 000 arányú kiegyenlítés érhető el, más szóval: a kimenő feszültség közel állandó marad, ha a bejövő jel feszültsége pl. 5  $\mu$ V és 0,5 V között ingadozik. Ilyen mértékű kiegyenlítés egycsatornás szabályozás esetén — a szabályozásnak magára a szabályozó feszültségre gyakorolt visszahatása következtében — nem érhető el. Az erősítésszabályozás legtökéletesebb módja a kétcsatornás, amely a szabályozó feszültséget külön erősítővel állítja elő. Ennek a kapcsolására mutat be példát a 93. ábra. A kapcsolási rajz csak a külön szabályozó feszültséget előállító berendezést tünteti fel részletesen, a vevő többi fokozatát csak blokkvázlat alakjában ábrázolja. A KF feszültség egy részét még a demodulátordioda előtt le-

vesszük, és külön KF erősítővel tovább erősítjük. Ehhez a külön erősítőhöz egy másik dióda csatlakozik, és ez állítja elő a RF és a KF fokozatok erősítését szabályozó feszültséget. A keverőfokozatot rövidhullámon nem szokták szabályozni, mert a szabályozás frekvenciaelhúzást eredményezhet. Az  $R_3$  és  $R_4$  ellenállásokból álló feszültségosztó pozitív előfeszültséget juttat a dióda katódjára. Erre azért van szükség, mert enélkül



93. ábra. A szabályozó feszültség előállítására külön erősítőt alkalmazó önműködő erősítésszabályozó-kapcsolás

a szabályozás már a leggyengébb bejövő jelnél is megindulna, és így csökkentené a készülék érzékenységét. A pozitív előfeszültség miatt a szabályozás csak akkor indul meg, ha a RF feszültség túllépi az előfeszültség által megszabott küszöbértéket. A szabályozásnak ezt a módját, amely csak bizonyos értékünél nagyobb RF feszültségnél (nem pedig — mint a nevéből következtetni lehetne — bizonyos idő múlva) lép működésbe, *késleltetett erősítésszabályozásnak* nevezzük. Az előfeszültség nagyságát (3 — 10 V) az  $R_3$  és  $R_4$  ellenállásértékek arányának a megfelelő megválasztásával állíthatjuk be; az ellenállásokon átfolyó áram 1—2 mA lehet. Az ilyen erősítésszabályozásnak sok előnye van, az üzem kényelme megéri a ráfordítást.

### 5.33 Kvarc-szűrők és mechanikus-szűrők

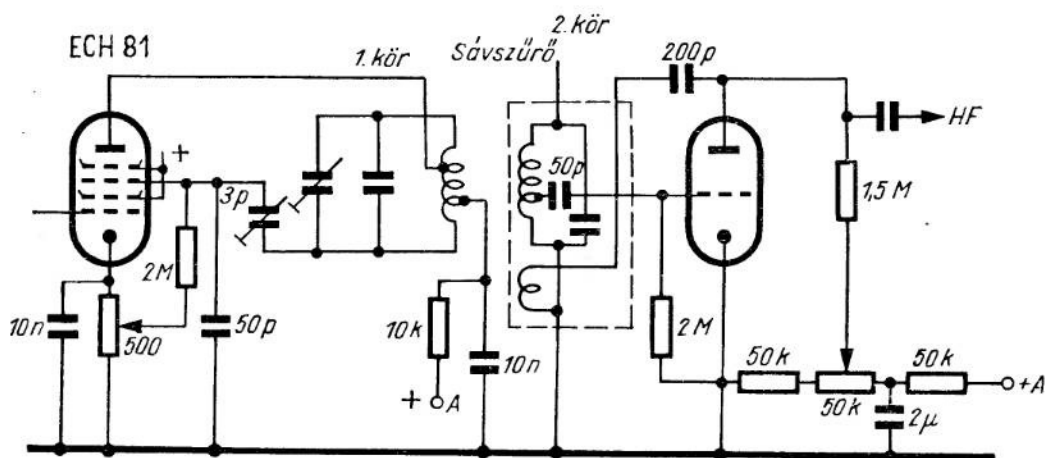
A frekvenciaváltó-készülékek óriási előnye a több, állandó frekvenciára hangolt rezgőkört tartalmazó KF erősítés által elérhető nagy szelektivitás. A kisebb rezgésszámú KF-n fokozatonként nagyobb szelektivitás érhető el, mint a bejövő RF-en.

A nagy szelektivitást, ill. a sávzélesség szűkítését egyébként a következők teszik kívánatossá:

1. Az amatőrsávok zsúfoltsága a frekvenciákkal való takarékosagra kényszerít.
2. Keskenyebb sáv esetén kisebb a készülékzaj, ennek következtében nagyobb a készülék érzékenysége.
3. Ha a sávzélesség kicsi, akkor jobbak az egyszeres távirójelvétel lehetőségei, ez pedig zavartalanabb vételt biztosít.

Távbeszélő üzemben a minimális sávzélességet az érthetőség szabja meg, ezt pedig rontja az oldalsávok levágása; erre való tekintettel a sávzélességet legfeljebb mintegy 2 kHz-ig csökkenthetjük. Táviró üzemben a sávzélesség tovább csökkenthető anélkül, hogy ez a jelek olvashatóságát hátrányosan befolyásolná. 100 Hz-nél keskenyebb átviteli sáv az adó és a vevő reálisan elérhető frekvenciastabilitását figyelembe véve gyakorlatilag nem valósítható meg; az adónak és a vevőnek olyan stabilnak kell lennie, hogy üzem közben — akár melegedés, akár villamos okok következtében — egyik se hangolódjék el annyira, hogy az összeköttetés megszakadjon. A megkövetelt stabilitás pl. 10 MHz frekvenciájú RF jel és 100 Hz sávzélesség esetén  $1 \cdot 10^{-5}$ . Ez a frekvenciastabilitási követelmény mutatja legjobban az amatőr rádiózás fejlődését; ilyen mértékű frekvenciaállandóság még 20 évvel ezelőtt elérhetetlen volt az amatőr számára, és csak a kereskedelmi forgalomban használt készülékekben lehetett róla szó. Az ilyen kis sávzélesség egyébként az adó és a vevő rendkívül finom hangolhatóságát teszi szükségessé, mert különben nem találják meg egymást.

Az egyszeres távirójelvételhez szükséges szelektivitás közönséges KF erősítőkkel nem érhető el. Növelhető a szelektivitás a KF erősítő visszacsatolásával; pl. 468 kHz és ennél kisebb KF esetén az egyik KF fokozat visszacsatolásával 1 kHz-re szűkíthetjük le az átviteli sávot. A visszacsatolást az anód és a rác közé kapcsolt kondenzátorral végezhetjük, de úgy is megoldható, hogy elhagyjuk a katódelenállást söntölő szűrőkondenzátort. A visszacsatolt cső rácára nagy negatív előfeszültséget kell kapcsolni, hogy csökkenjen az erősítése, mert így stabilabb, kevésbé valószínű a túlvezérlése, és javul a szelektivitása. A visszacsatolt KF fokozatot nem szabad bevonni



94. ábra. Kvarcszűrőt helyettesítő kapcsolás, amely a sávszűrő mindkét körének a csillapítását csökkenti



az önműködő erősítésszabályozásba, mert szabályozás közben változnék a sávzélessége — erős adás vételekor szélesebb, gyenge adás vételekor keskenyebb volna. A visszacsatolás a sávszűrőnek esetleg csak az egyik hangolt körére terjed ki, de van olyan kapcsolás is, amelyik egyidejűen mindkét kör csillapítását csökkenti. Ez az utóbbi megoldás különösen nagy szelektivitást biztosít; DL6EG például vevőkészülékében kvarc-szűrő helyettesítésére használta. Röviden ismertetjük a megoldás lényegét, hiszen ma a szelektivitás a legégetőbb probléma, és kevés amatőr engedheti meg magának azt a fényűzést, hogy kvarc-szűrőt használjon.

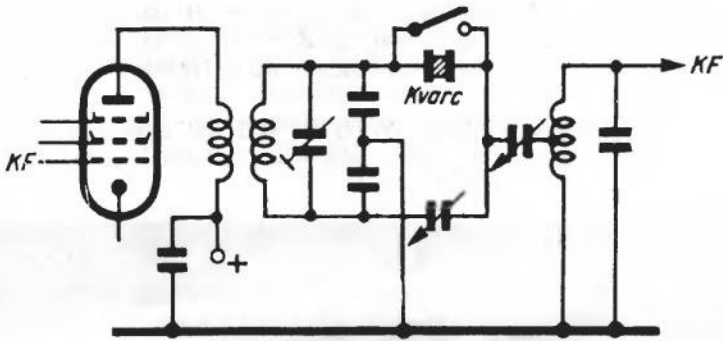
Korszerű alkatrészek felhasználásával kb.  $Q_0 = 300$  körjóság érhető el. Visszacsatolással ezt az értéket a tíz-hússzorosára, vagyis 4—6000-re növelhetjük. Az ennek megfelelő sávzélesség 1 MHz frekvencián 150—300 Hz. A kapcsolás elvét a 82. ábra mutatja. A sávszűrő primér köre árnyékolatlan. A kör veszteségeit az ECH 81 típusú cső heptóda-részének a keverőrácsára ( $g_3$ ) történő visszacsatolás csökkenti; a visszacsatolás mértéke a katódelenállásként alkalmazott 500  $\Omega$  ellenállású potencióméterrel szabályozható. Az első kör félrehangolásával kiválaszthatjuk a kívánt oldalsávot. A második kör csillapítását az audioncső anódfeszültségének a változtatásával szabályozható visszacsatolás csökkenti. Ha az első kört félrehangoljuk, az audiont pedig begerjesztjük, akkor az első kör félrehangolásának a mértékétől függő frekvenciájú lebegés jön létre, aminek az a magyarázata, hogy a második körből az elsőbe visszajutó igen kis energia is elegendő ahhoz, hogy az igen nagy jóságú első körben saját rezgések induljanak meg; ezek a két kör közötti csatolás révén átkerülnek az audion hangolt körébe, és ott — minden külső jel nélkül is — lebegést hoznak létre. Mint-hogy a két kör közötti csatolásnak csak igen kis értékűnek szabad lennie, a második kört árnyékolni kell. Az ismertetett szűrő tulajdonságai megegyeznek a kvarc-szűrőkével, azzal az eltéréssel, hogy ennek nem olyan nagy a csillapítása. Ügyelni kell arra, hogy az első oszcillátornak rendkívül stabilnak kell lennie, és hogy a tápfeszültségeket is stabilizálni kell.

Többfokozatú KF erősítés esetén a kvarc-szűrő csillapítása nem okoz gondot, éppen ezért a rövidhullámú frekvenciaváltó-készülékekben szívesen alkalmazzák pontossága és a hőmérséklettől való függetlensége miatt. A kvarc-szűrő működése a piezoelektromos jelenségen alapszik: ha a megfelelő metszetű kvarckristályt a mechanikai önrezgésszámával megegyező frekvenciával váltakozó elektromos térbe helyezük, akkor a kristály mechanikai rezgésbe jön, ill. a rezgő kvarc ugyanilyen frekvenciájú feszültséget kelt. A rezonancia rendkívül éles, a kvarc eredő jósági tényezője 5000 és 6000 között van.

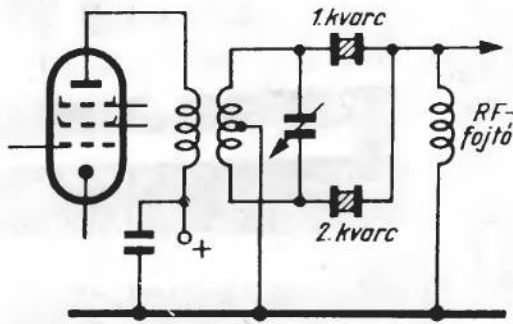
A kvarcnak ezt a stabilizáló hatását már régebben is frekvenciaellenőrzésre használták. A kvarc gerjesztése elektronszöves oszcillátorral igen kis energia felhasználásával történhet. A rezonanciát mechanikai energia villamos energiává történő átalakulása hozza létre. A kvarcon kívül még más piezoelektromos anyagokat is ismerünk; ilyenek pl. a turmalin és a seignette-só.

A 95. ábra két kvarc-szűrő-kapcsolást mutat be. Mint látható, mindkettő hídkapcsolás. A kapcsolást tápláló tekercs közepét földelni kell, vagy kapacitív szimmetrizálást kell alkalmazni. A híd másik két ágát a kvarc és a fáziskondenzátor alkotja. A 95b ábra szerinti kapcsolásban a fáziskondenzátort egy másik kvarckristály helyettesíti, ami — megfelelő önrezgésszámú kristályok esetén — növeli a szelektivitást. A fáziskondenzátor valamivel nagyobb kapacitású, mint a kristály és a foglalat együttvéve; 468 kHz esetén 10—50 pF értékű. Ha a fáziskondenzátor értékét helyesen állítottuk



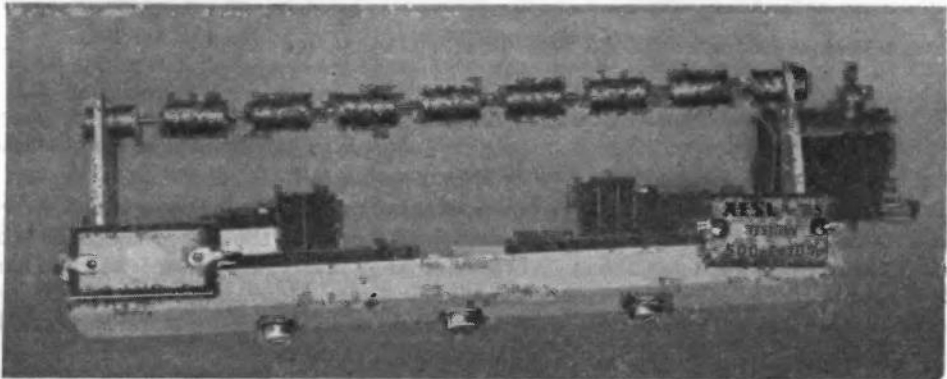


a)



b)

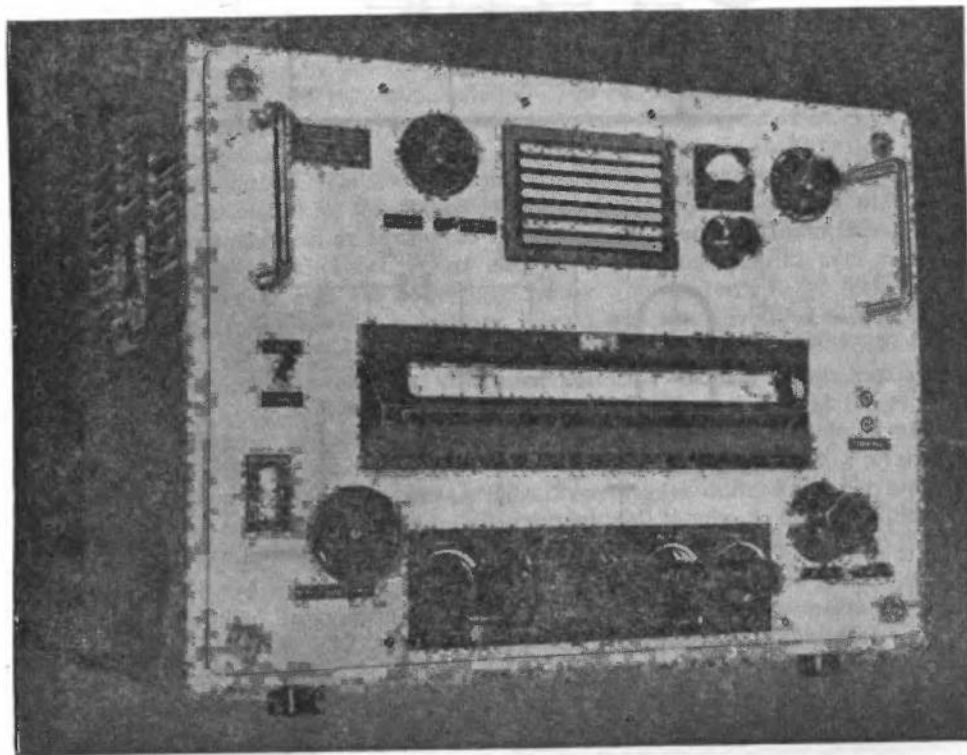
95a és b ábra. Kvarcszűrő-kapcsolások



96. ábra. Mechanikus (magnetostrikciós) szűrő felépítése

be, akkor a szűrő kimenő feszültsége nulla, kivéve azt az esetet, amikor az igen jó minőségű soros rezgőkört képező kristály az önfrekvenciáján rezeg. Ha nem volna a fáziskondenzátor, akkor a szűrő kimenő kapcsain nem kívánatos KF feszültség jelenne meg.

A kvarc-szűrő sávszélessége általában 100 Hz és 2000 Hz között szabályozható. Keskeny állásban a készülékzaj mély, a jelek pedig — a szűrőben végbemenő berezgési



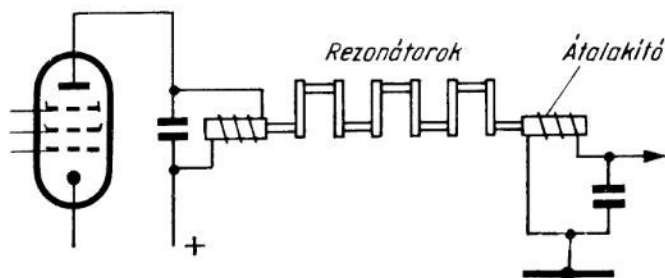
97. ábra. Kereskedelmi rövidhullámú vevő (VEB Funkwerk Erfurt E tip 188)

folyamatok következtében — „csengő” hangúak; ez a kvarc-szűrő jellegzetes ismeretetőjele. A sávszélességet állítsuk mindig olyan értékre, amelyiknél a szelektivitás még megfelelő, a csengő hang azonban még nem lép fel.

Távbeszélő üzemben ezek a szűrők nem felelnek meg, helyettük több kvarcot tartalmazó szűrőket kell használni; az ideális átviteli görbét a többhangoltkörös kvarc-szűrők közelítik meg a legjobban. Szűrőnként négy kvarc már amatorkészülékben is előfordult; az ilyen készülék azonban rendkívül drága. Előnyösebb, ha a KF hangolt körök csillapítását az irodalomban ismertetett elektromikus módszerekkel igyekszünk lecsökkenteni.

Többhangoltkörös szűrőlánc is viszonylag egyszerűen megvalósítható mechanikus szűrők alkalmazása esetén. A mechanikus szűrők elvét a 98. ábra tünteti fel. Magne-

tosztrikciós (magnetosztrikciónak nevezzük azt a jelenséget, hogy mágneses erőterbe helyezett testek mérete megváltozik) vagy piezoelektromos átalakítót 468 kHz frekvenciájú villamos rezgéssel gerjesztünk; a létrejövő mechanikai rezgést mechanikus rezonátorokon vezetjük keresztül, majd ismét visszaalakítjuk villamos rezgéssé, és tovább erősítjük. A piezoelektromos átalakítók alkalmazása azért előnyösebb, mert ezek nagyobb elleállásúak. Régebben csak vékony nikkel-lemezekből készített átalakítókat használtak; ma már báriumtitanát-átalakítókat is alkalmaznak. A gerjesztés hatására keletkező mechanikus rezgéseket vékony csatolópálcák közvetítik a mechanikus rezonátorokhoz; ezek 10–15 mm átmérőjű, kis nikkeltárcsák. Tetszés szerinti számú rezonátort kapcsolhatunk egymás után, és így bármilyen átviteli görbét megvalósíthatunk; nem szabad azonban elfelejtenünk arról, hogy a rezonátorok számával együtt nő a csillapítás is. A gyakorlatban 10–12 rezonátortárcsát



98. ábra. Mechanikus szűrő elvi kapcsolása

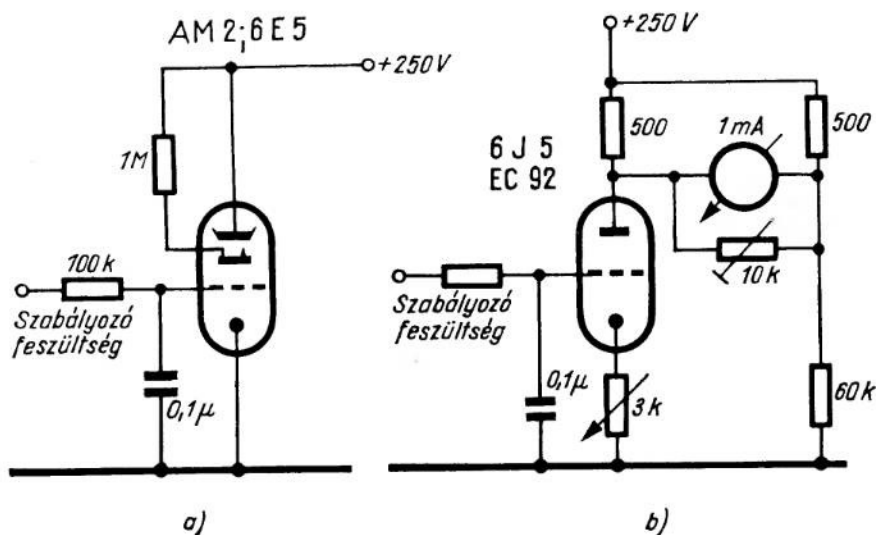
kapcsolnak egymás után, ami tíz-tizenkétkörös sávszűrőnek felel meg. A KF szelektivitás ezáltal nyilvánvalóan rendkívül megnő, és ugyancsak javul az átvitel minősége is, minthogy az átviteli görbe egyre jobban megközelíti az ideális négyszög alakot. A szelektivitás javulása természetesen az erősítés rovására megy, éppen ezért a mechanikus szűrők alkalmazása egyfelől több KF fokozatot tesz szükségessé.

### 5.34 Az S-mérő

A műsorvevőktől eltérően a rövidhullámú amatőrvevőkészülékben a bejövő jel erősségét mérő berendezésre is szükség van, amely lehetővé teszi, hogy az egyes adások térerősségét a vétel helyén összehasonlíthassuk. A vett állomás kezelője erről küldött tájékoztatásunk alapján tudja meg, mekkora távolságot és hogyan hidalt át adásával. A rövidhullámú amatőrvevőnek ezt a kiegészítő berendezését nevezik S-mérőnek. Az S-mérő egyébként a vevő behangolását is megkönnyíti, mert a műszer kitérése mutatja a hangolás pontosságát. Megvalósítására a következő lehetőségeink vannak:

1. Hangolástjelzőcsőt használunk, amelynek a vezérlőrácsát az önműködő erősítés-szabályozó feszültség vezérli.
2. Az utolsó KF erősítőcső anódkörébe mA-mérőt kapcsolunk.
3. Csővoltmérőt építünk be, vagyis egy külön csövet, amelynek az anódkörébe mA-mérőt kapcsolunk.

A harmadik lehetőség a legdrágább, de a legelőnyösebb is, mert a legérzékenyebb, a legpontosabb, amellet a mérési terjedelme is a legnagyobb. A legelterjedtebb a közönséges rádióvevőkből is ismert hangolástjelzőcső, ott azonban csak a pontos hangolás ellenőrzésére használják. Az ernyőjén mutatkozó árnyék szögének a nagyságából természetesen következtetni lehet az adás térerősségére, pontosnak azonban ez az eljárás nem mondható. A második módszer már sokkal jobb, azonban rendszerint nem elég nagy a mérési terjedelme.



99. ábra. S-mérő-kapcsolások

A 99. ábra az első, ill. a harmadik módszer kapcsolását mutatja. Az új EM83 típusú varázsszemmel, amelynek speciális eltérítőrendszere van, egész jól működő S-mérőt állíthatunk össze (99. ábra), a hídkapcsolású triódás csővoltmérő (99. ábra) azonban mégis csak pontosabb. A hídágakat a trióda belső ellenállása, két 500 Ω és egy 60 kΩ értékű ellenállás alkotja; ezek közül csak a cső belső ellenállása változtatható. Ha a hidat leföldelt (tehát kívülről nem vezérelt) triódaráccsal kiegyenlítjük úgy, hogy a műszeren ne folyjék át áram, akkor a csőre vezérlést kapcsolva, belső ellenállása megváltozik, és a műszer kitér. Minthogy a szabályozó feszültség és a bejövő jel erőssége közötti összefüggés a szabályozás visszahatása következtében megközelítően logaritmikus, a csővoltmérő műszerének a kitérése decibel-beosztású skála esetén lineáris. A kitérés annál nagyobb, minél erősebb a bejövő jel, ellentétben a 2. módszerrel, amelynél minél erősebb a bejövő jel, az önműködő erősítés-szabályozás eredményeképpen annál negatívabb a cső előfeszültsége, és annál kisebb a nyugalmi anódaáram és vele együtt az anódkörbe kapcsolt műszer kitérése. A műszer akkor tér ki a megszokott értelemben, ha megfordítva — fejjel lefelé — szereljük a készülék homloklapjára.

A 99. ábra szerinti S-mérő beállítását azzal kezdjük, hogy a csövet kivesszük a foglalatából, és a műszert a párhuzamosan kapcsolt változtatható értékű ellenállással

maximális kitérésre állítjuk. Ezután visszatesszük a csövet, és a rácsát leföldelve, a műszert a katódelenállásként kapcsolt 3 k $\Omega$ -os potenciométerrel kinullázzuk. A beállítást ezzel be is fejeztük, és a műszer  $-10$  és  $-20$  V közötti rácsfeszültségig híven követi a bejövő jel amplitudóingadozásait. A műszer akkor sem tér ki jobban, ha a bejövő jel erőssége tovább nő; ekkora negatív rácsfeszültségnél ugyanis a cső már teljesen lezár. Ez így nagyon előnyös, mert nem kell a műszer túlterhelésétől félnünk. A berendezés teljes indikációs tartománya kb. 80 dB-t tesz ki, ami magában foglalja az amatőrforgalomban előforduló jelerősségeket.

### 5.35 Zajkorlátozás

Mint ismeretes, a vevőkészülék nemcsak a hasznos (venni kívánt) jelet szolgáltatja, hanem zajokat és zörejeket is. A zajok és zörejek kétféle eredetűek lehetnek:

1. Magában a vevőben keletkező, belső készülékzajok.
2. Külső eredetű zajok és zavarások.

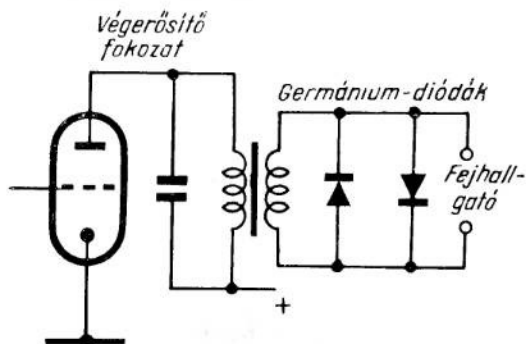
A készülékzajok három csoportba oszthatók:

1. Ellenállászaj.
2. Csőzaj.
3. Villódzás vagy indukció következtében keletkező zajok.

A külső eredetű zajokat vagy idegen (venni nem kívánt) adások, vagy légköri zavarok, ill. szikrázás okozzák. A zavaró adások a készülék szelektivitásának a növelésével majdnem mindig kiküszöbölhetők, a légköri zavarok és a szikrázás okozta zajok azonban különös figyelmet érdemelnek. Milyen jellegűek is ezek a zajok? Zivatar alkalmával minden villám nagy erősségű áramimpulzust indukál a vevőkészülék antennájában, és ez a hangszóróban pattogásszerű zajt okoz. A zajsűrűssel el nem látott kommutátoros motorok, szikrázó kapcsolók, robbanó motorok gyújtása és egyenáramú csengők sercegő hangot keltenek, áramfejlesztőgépek felső harmonikusai pedig zavaró bűgást eredményeznek. Különösen kellemetlenek a nagy amplitudójú pattogások és sercegések, mert túlságosan igénybe veszik a fület. Az elektromos berendezések csaknem tökéletesen zavarmentesíthetők, sajnos a légköri zavarok nem küszöbölhetők ki ilyen könnyen. Minthogy azonban — különösen a kereskedelmi rádiózásban — a rádióvételek nem korlátozható a légköri zavaroktól mentes időszakokra, a zajok megszüntetésére különleges eljárásokat alkalmaznak. Kétfajta eljárás használatos, éspedig:

1. Zajkorlátozás.
2. Zajsűrűsítés.

Minthogy a zajimpulzusok amplitudója általában sokkal nagyobb, mint a hasznos jelé, zajkorlátozó alkalmazása javítja a jel/zaj viszonyt. A korlátozó működése a következő: a jeleket kb. 10 V feszültségig erősítjük, majd olyan berendezésre kapcsoljuk, amely minden 10 V-nál kisebb feszültséget továbbenged, és minden 10 V-nál nagyobb feszültséget rövidre zár. A felerősített jelfeszültség ilyen módon a hangszóró kapcsaira jut, a zavaró impulzus azonban nem. A legegyszerűbb korlátozót távbeszélőkészülékek védelmére használták; amatőr célokra megfelelő kapcsolást mutat be a 100. ábra. A két, ellentétes értelemben párhuzamosan kapcsolt dióda kis feszültségekkel szemben kb. 10 k $\Omega$  értékű ellenállást képvisel. A kimenő feszültség növekedtével a vezérlés a karakterisztikának olyan szakaszába nyúlik, amelyben a diódák

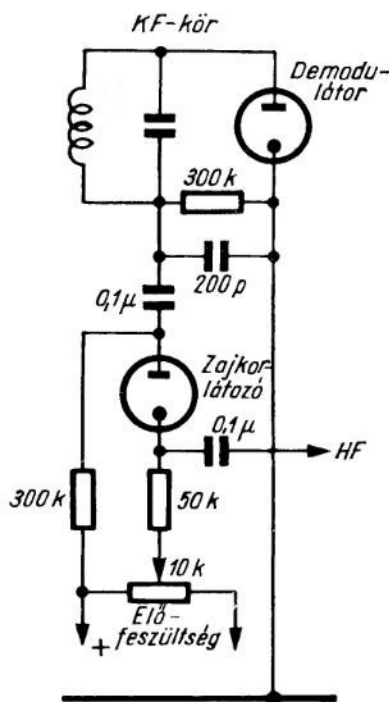


100. ábra. Kétdiódás zajkorlátozó

lunk, akkor a dióda csak akkor kezd működni, ha a jelfeszültség 1 V-nál nagyobb, vagyis akkora, hogy ellensúlyozni tudja az előfeszültség lezáró hatását. Valamennyi zajkorlátozó kapcsolás hasonló elven működik. Tökéletesíteni lehet a berendezés működését pl. azáltal, hogy nem állandó, hanem a jel erősségétől függő értékű előfeszültséget alkalmazunk — ez a jel/zaj viszony további javulását eredményezi.

Ha a zajkorlátozás a kimenő transzformátornál történik, akkor előfordulhat, hogy a zajfeszültség túlvezérli a megelőző fordulatokat. Éppen ezért előnyösebb, ha a zajkorlátozót közvetlenül a demodulátor után kapcsoljuk; a most következőkben három példát mutatunk be erre. A 101. ábrán közvetlenül a demodulátort követő, soros zajkorlátozó kapcsolása látható. A zajkorlátozó dióda anódja egyrészt megfelelő kapacitású kondenzátoron át a demodulátor-dióda munkaellenállásának a meleg végéhez, másrészt  $300\text{ k}\Omega$  értékű ellenálláson keresztül az előfeszültség beállítására szolgáló potenciométer pozitív végéhez csatlakozik, katódjáról pedig egyrészt — ugyancsak kondenzátoron keresztül — a továbbmenő hangfrekvenciát vesszük le, másrészt  $50\text{ k}\Omega$  értékű ellenálláson át a potenciométer csúszóérintkezőjéhez kapcsoljuk. Az előfeszültség nagysága a potenciométerrel állítható be. A diódnak csak akkor folyik át hangfrekvenciás áram, ha az anódja pozitív előfeszültséget kap a katódjához képest. Amikor tehát a demodulátordióda munkaellenállásáról levett hangfrekvenciás jel feszültsége nagyobb a csőre kapcsolt pozitív előfeszültségnél, akkor a dióda lezár, és a jel nem jut ki a kimenő kapcsokra. A kapcsolásnak ebben a legegyszerűbb formájában az a hátrány, hogy az előfeszültséget a bejövő jel erősségének megfelelően állandóan

ellenállása lecsökken; ez a kapcsolás tehát nagyobb feszültség esetén olyan csillapítást iktat az átviteli útba, amely a zavarimpulzus-amplitudókat levágja. A rajzon feltüntetett  $20\text{ V}$  zárófeszültségű germánium-diódák helyett két Sirutor (kuprox mérő-egyenirányító-cella) is használható. Ha mindkét diórával megfelelő polaritású egyenfeszültséget kapcsolunk sorba, akkor a korlátozó hatás csak nagyobb jelfeszültségnél indul meg — nyilvánvaló ugyanis, hogy ha a diódára pl.  $1\text{ V}$  előfeszültséget kapcsolunk,

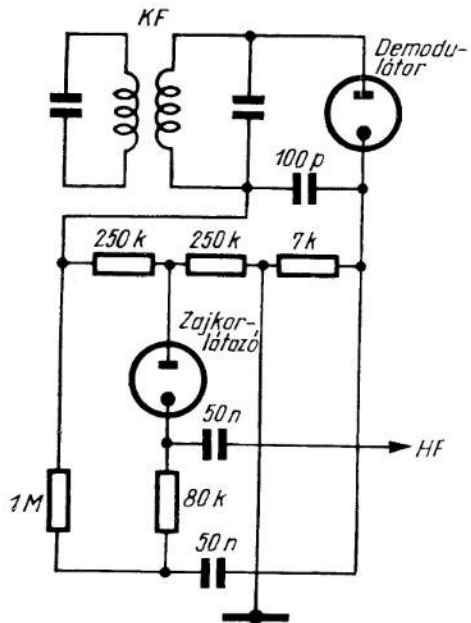


101. ábra. Állandó előfeszültségű soros zajkorlátozó dióda

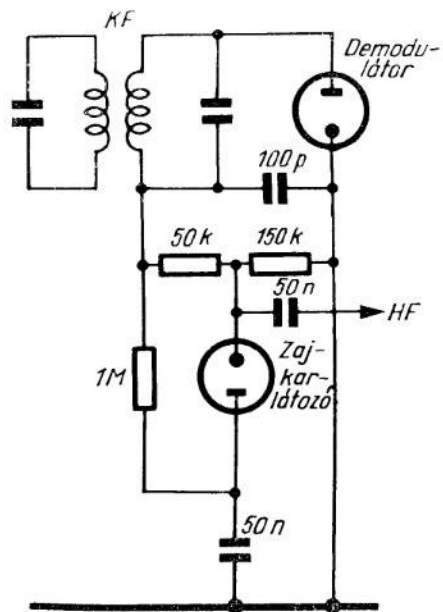
változtatni kell. Tökéletesebb lesz a berendezés működése, ha az előfeszültséget is a demodulátorral vesszük le, és így nagysága a bejövő jellel együtt ingadozik. Ilyen, ugyancsak soros kapcsolást mutat be a 102. ábra. A demodulátordiódák munkellenállását több, sorbakapcsolt ellenállásból állítjuk össze, és az egyik megcsapoláshoz csatlakoztatjuk a zajkorlátozó dióda anódját. A dióda katódja a teljes munkellenállásról levett és így az anódra kapcsolt feszültségnél rendes körülmények között negatívabb, RC-taggal szűrt, a demodulált feszültséggel arányos előfeszültséget kap. A korlátozó hatás az átlagosnál valamivel nagyobb jelfeszültség esetén működésbe lép.

A soros zajkorlátozó mintegy kikapcsolja, a párhuzamos pedig rövidrezárja a zajimpulzust. Ilyent mutat be a 103. ábra. Az előfeszültséget ismét a demodulált feszültségből állítjuk elő,  $1\text{ M}\Omega$  értékű ellenállásból és  $50\text{ nF}$  kapacitású kondenzátorból álló RC-szűrő közbeiktatásával. A hangfrekvenciát  $50\text{ nF}$  kapacitású kondenzátoron keresztül a  $150\text{ k}\Omega$ -os ellenállásról vesszük le, amellyel a korlátozó dióda párhuzamosan kapcsolódik, és rövidrezárja azt, valahányszor a katódja negatívabb, mint az anódja, vagyis ha a jelfeszültség az átlagosnál valamivel nagyobb.

Az eddig ismertetett kapcsolások csak egyoldali korlátozó hatásúak; vételre ez is megfelel. Mérésre, vagy egy feszültség állandó szinten tartására kétoldali korlátozásra van szükség. Erre közöl például a 104a és b ábra; a potenciométerekkel a korlátozási szintek állíthatók be. A 104c ábra a korlátozó kapcsolás hatását mutatja be szinusz-alakú bemenő feszültség esetén. A szinusz-jel átvitele  $U_h$  feszültségig torzítatlan; ennél az értéknél működésbe lép a korlátozó hatás, és a kimenő feszültség ennek következtében nem nő tovább. Az ilyen jellegű kapcsolásról még azt is meg kell említenünk, hogy segítségével vizsgálatokhoz használatos négyszögjeleket állíthatunk elő.

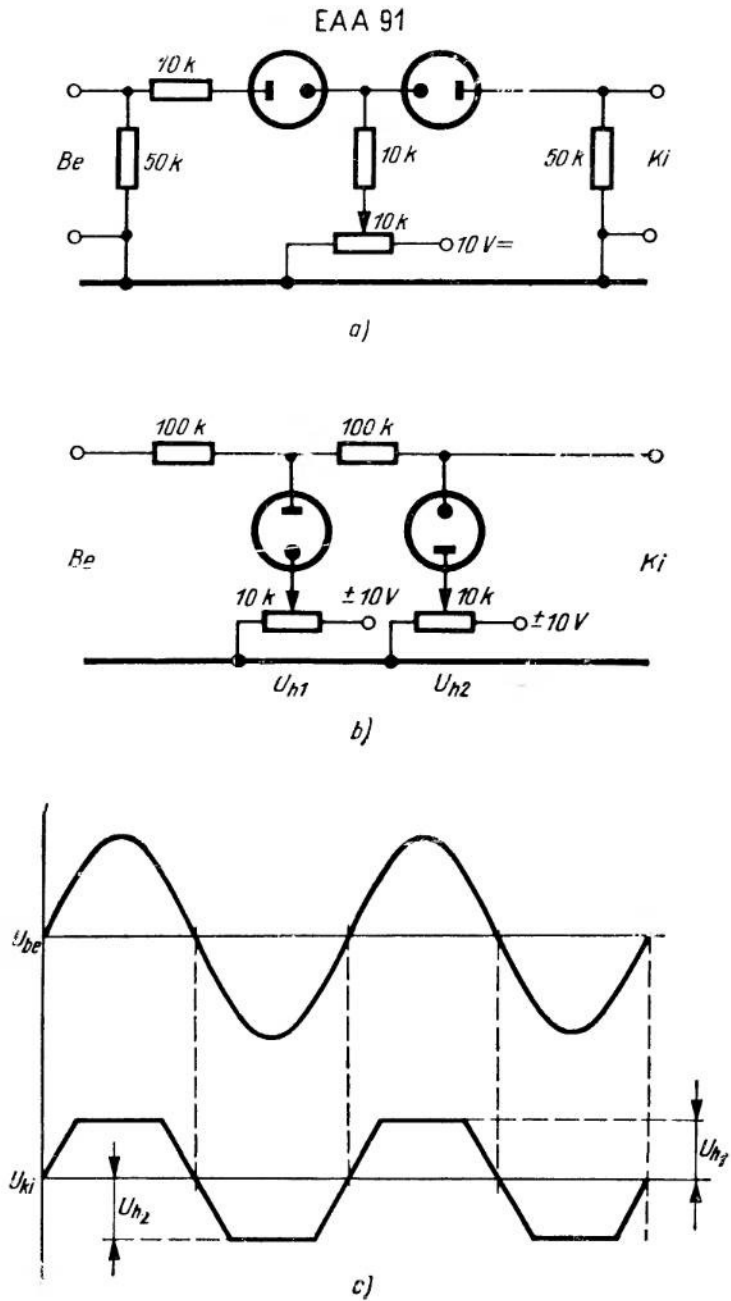


102. ábra. A bejövő jellel arányosan változó előfeszültségű soros zajkorlátozó dióda



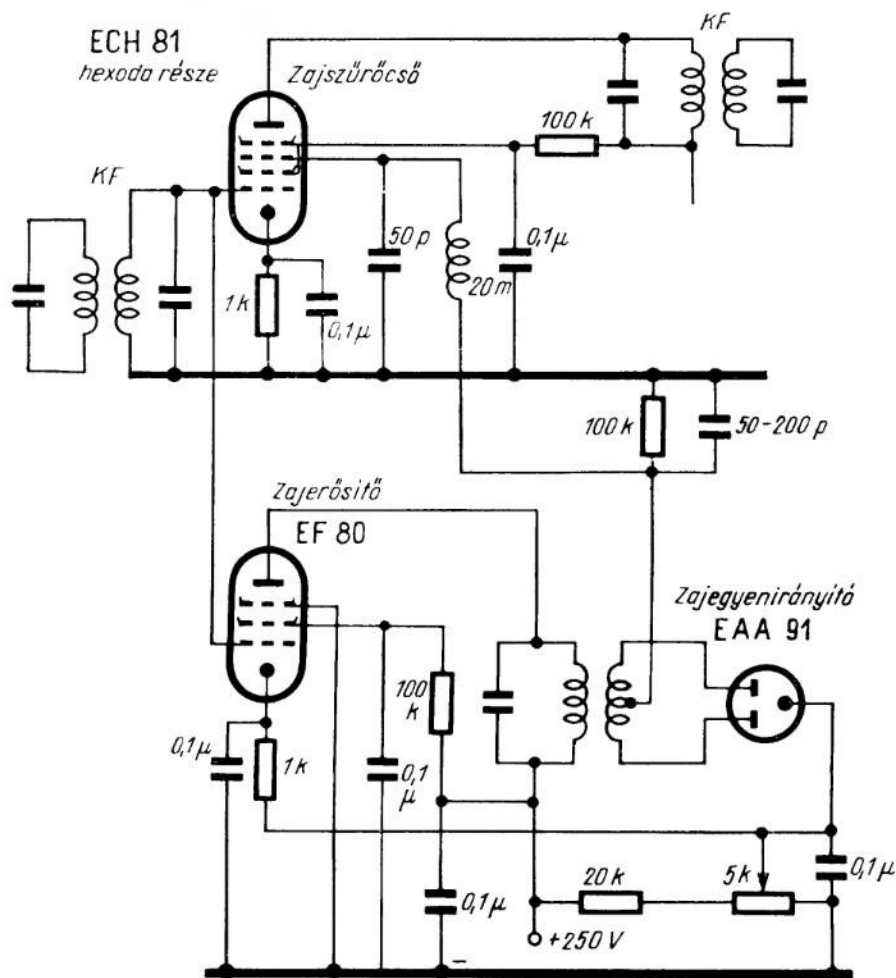
103. ábra. Párhuzamos zajkorlátozó dióda





104. ábra. Mindkét irányban korlátozó dióda-kapcsolások:

a) soros korlátozó dióda-kapcsolás; b) párhuzamos korlátozó dióda-kapcsolás;  
c) a korlátozott jel alakja



105. ábra. Lamb szerinti kapcsolású zajszűrő berendezés

A közölt kapcsolások csak korlátozzák a zajimpulzusokat, azt azonban nem tudják megakadályozni, hogy a hangfrekvenciás fokozatokba jussanak, és ott túlzérlést és ebből kifolyólag rongálódásokat okozzanak. Az volna a legjobb, ha a vevőt a zajimpulzus tartamára kikapcsolhatnók, és csak annak elmúltával kapcsolnók be újra. Ezt az elképzelést már 1936-ban megvalósították, de ez a módszer sokkal drágább, mint az egyszerű zajkorlátozó. Működése a következő: valamelyik KF fokozatban erősítőcsőként hexódát vagy heptódát alkalmazunk, amelyet a keverőrácsára ( $g_3$ ) kapcsolt feszültséggel lezárunk; a zárófeszültséget a hexódát megelőző KF feszültség egyenirányítása szolgáltatja. Minthogy azonban ez a feszültség nem volna elegendő a hexóda lezárására, előbb még külön erősítőfokozattal kb. a százszorosára erősítjük, majd kétutas egyenirányítás után a hexóda keverőrácsára kapcsoljuk. Valahányszor

zajimpulzus jut a KF részbe, a zajegyenirányító vele arányos, 10–20 V nagyságú feszültséget szolgáltat, amely az impulzus tartamára lezárja a KF-erősítő hexódát úgy, hogy zajfeszültség a demodulátorba már egyáltalában nem is jut be. Hogy a lezárás csak egy meghatározott feszültségérték fölött következze be, a zajegyenirányítók működését megfelelő nagyságú előfeszültséggel késleltetjük. Állandó értékű előfeszültség helyett itt is alkalmazhatunk az önműködő erősítésszabályozó feszültséggel arányosan változó feszültséget, amivel elkerülhető a lezáró feszültség kézi szabályozása.

A zajsűrű berendezés *Lamb* szerinti kapcsolását a 105. ábra mutatja. Ügyelnünk kell a következőkre:

1. A zajegyenirányítókör időállandója a lehető legkisebb legyen, hogy a KF erősítő valóban csak a zajimpulzus tartamára legyen lezárva. Az időállandó minden megnövelése meghosszabbítja a lezárás időtartamát.

2. A zajegyenirányítóról ne jusson maradék KF feszültség a hexóda keverőrácsára, mert különben a fokozat begerjed. Az esetleges maradék KF feszültséget a 20 mH induktivitású fojtótekercs és az 50 pF kapacitású kondenzátor szűri ki.

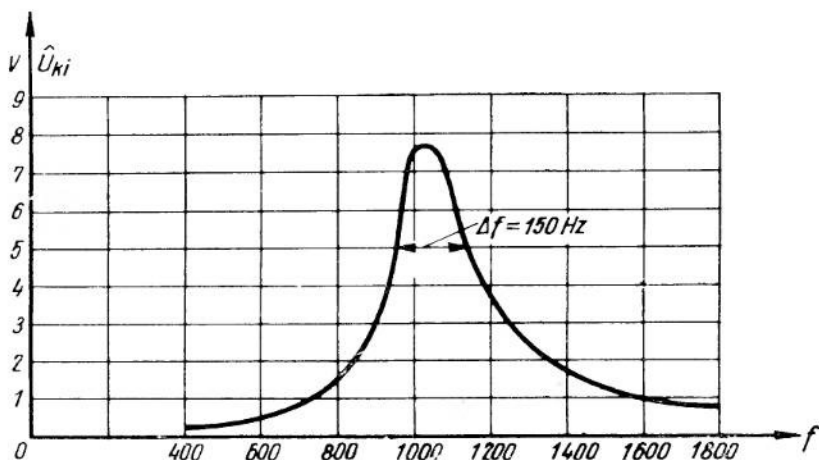
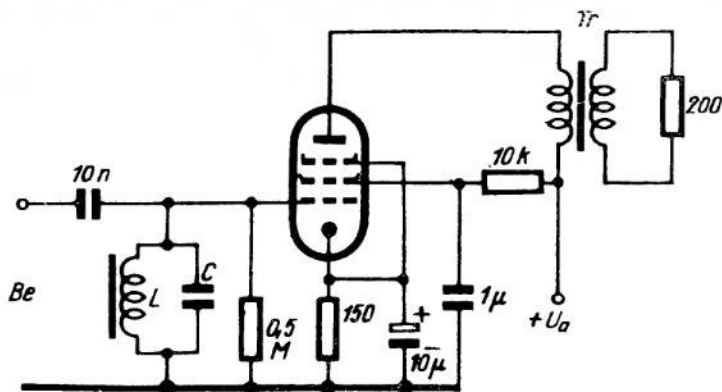
A közölt zajsűrűberendezés kb. 30 dB-lel javítja a jel/zaj viszonyt (az ennek megfelelő teljesítményarány 1:1000). Zajsűrűvel ellátott szuperkészülékkel még zivatar idején is csaknem teljesen zavartalan az összeköttetés.

### 5.36 Hangfrekvenciás szűrő

A hangfrekvenciás szűrőnek is az a rendeltetése, hogy a vevőkészülék szelektivitását növelje, a kvarc-szűrő vagy az elektronikus szűrő teljesértékű helyettesítésére azonban nem alkalmas. Egyenes vevőkben mindenesetre az egyetlen eszköz, amely a szelektivitás lényeges javulását teszi lehetővé, és amely a hasznos jeléhez közeli frekvenciájú adások vagy zavarok olyan mértékű elnyomására képes, hogy a venni kívánt jelek még olvashatók maradnak. Működésének elengedhetetlen feltétele, hogy a visszacsatolás ne „húzza el” az audiont. Szuprvevőkben is alkalmaznak — kvarc-szűrőn kívül — hangfrekvenciás szűrőt, mert sokszor könnyebb a kezelése. A következőkben a leggyakrabban használt kapcsolásokat ismertetjük.

A közölt görbéket DM 2 AJM bocsátotta rendelkezésre. Mint látható, az ordinátán nem az  $U_{ki}/U_{be}$  viszonyt, hanem az  $U_{ki}$  kimenő feszültséget tüntette fel; ennek az a magyarázata, hogy a készülék S-mérője ugyancsak kimenő feszültségben van kalibrálva.

Legegyszerűbb és legelterjedtebb az LC szűrő. Nagy előnye, hogy egyszerű; hátránya azonban, hogy abban az esetben, ha az induktivitás és a kapacitás arányát nem megfelelően választjuk meg, akkor a szelektivitásgörbe oldalai különböző meredekségűek, és a sávzélesség majdnem olyan nagy marad, mintha a szelektálókört be sem építettük volna. A 106. ábrán látható kapcsolat sávzélessége (a különbség a között a két frekvencia között, amelyeken a kimenő feszültség a csúcserték  $1/\sqrt{2}$ -szerese, vagyis kb. 70%-a) mintegy 150 Hz. Ez a szám az első percben nagyon biztatóan hangzik, sajnos azonban az a helyzet, hogy azok az adások, amelyeknek a frekvenciája az így meghatározott sáv széleire esik, abban az esetben, ha a venni kívánt adással kb. azonos térerősségűek, csupán egy fél S-fokozattal gyengébbek annál, és így nagy mértékben zavarják a vételt. További hátránya ennek a kapcsolásnak, hogy meglehetősen nagy induktivitást és kapacitást kíván, és ennek következtében megvalósítása amatőreszközökkel nem



106–107. ábra. Hangfrekvenciás szűrő LC-körrel

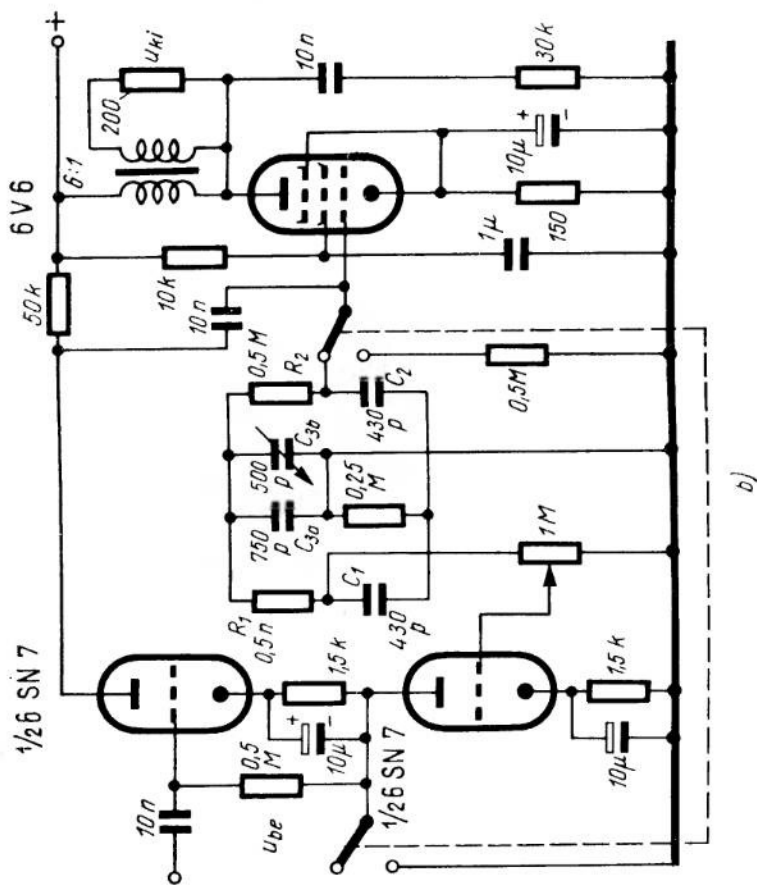
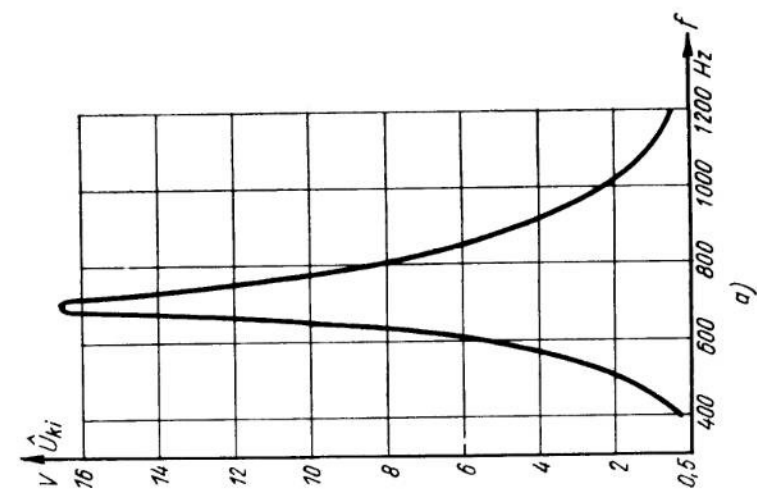
könnyű feladat, nem is beszélve arról, hogy az amatőr rendelkezésre álló mérőberendezések általában nem alkalmasak ekkora értékek ellenőrzésére, és így sohasem lehetünk teljesen biztosak abban, hogy a szűrőkört valóban a kívánt frekvenciára hangoltuk-e.

A 108. ábra szerinti megoldás áttekinthetőbb és amatőr eszközökkel is könnyebben elkészíthető. Lényegében nem más, mint RC-hídkapcsolás, amely egy bizonyos — előre meghatározott — frekvencián visszacsatolást létesít, minden más frekvencián pedig erősen csillapít. A hidágakat alkotó ellenállások és kondenzátorok értéke a következő összefüggések segítségével számítható ki:

$$R_1 = R_2 = \frac{160\,000}{f_0 C_1}, \quad R_3 = \frac{1}{2} R_1,$$

$$C_2 = C_1 \text{ és}$$

$$C_3 = 2 C_1,$$



108—109. ábra. Hangfrekvenciás szűrő R C elemekkel:  
a) a berendezés frekvenciátviteli jelleggörbéje; b) a berendezés kapcsolása

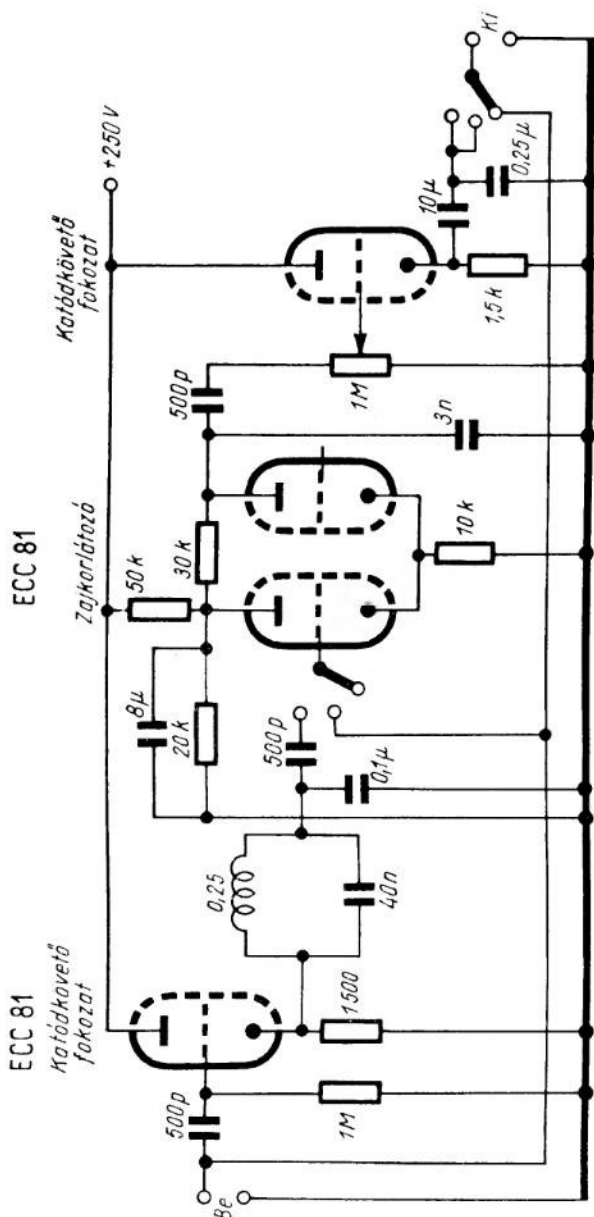
ahol  $f_0$  a kiválasztott frekvencia Hz-ben,

$R_1$ ,  $R_2$  és  $R_3$  a hídkapcsolásban szereplő ellenállások értéke M $\Omega$ -ban,

$C_1$ ,  $C_2$  és  $C_3$  a hídkapcsolásban szereplő kondenzátorok kapacitása pF-ban.

A berendezés kapcsolását a 109. ábra mutatja. Ennek ellenére, hogy az alkalmazott ikertrióda többletkiadást jelent, amatőr-célokra ez a legmegfelelőbb kapcsolás. Az egyes kapcsolási elemek értéke a fenti összefüggések alapján határozható meg. Nagy előnye a kapcsolásnak, hogy a sávzélessége szabályozható, és az, hogy a visszacsatolás minden további nélkül egészen gerjedésig fokozható. A sávzélesség közvetlenül a gerjedési pont előtt a legkeskenyebb, az erősítés pedig a legnagyobb. A kapcsolás már kísérleti célokat szolgáló, 1—V—2 kapcsolású készülékben is kitűnően bevált. Villamos géptől származó erős zavarás mellett is viszonylag gyenge adás kifogástalan vételt tette lehetővé.

Zajkorlátozó és hangfrekvenciás szűrő szerencsés kombinációja látható a 110. ábrán. A berendezéshez két ECC81 típusú ikertriódára van szükség. A katódkövető kapcsolásban működő első trióda tetszés szerinti bemenő impedancia kialakítását teszi lehetővé; ez a fokozat nem erősít, csak impedanciáttranszformációt végez. A fokozat katódelLENállásához csatlakozik a hangfrekvenciás szűrő, amely zárókörből és utána következő kondenzátorból áll; a szűrő soros rezonanciája 800 Hz, párhuzamos rezonanciája 1700 Hz körül van. A kondenzátoron levő feszült-

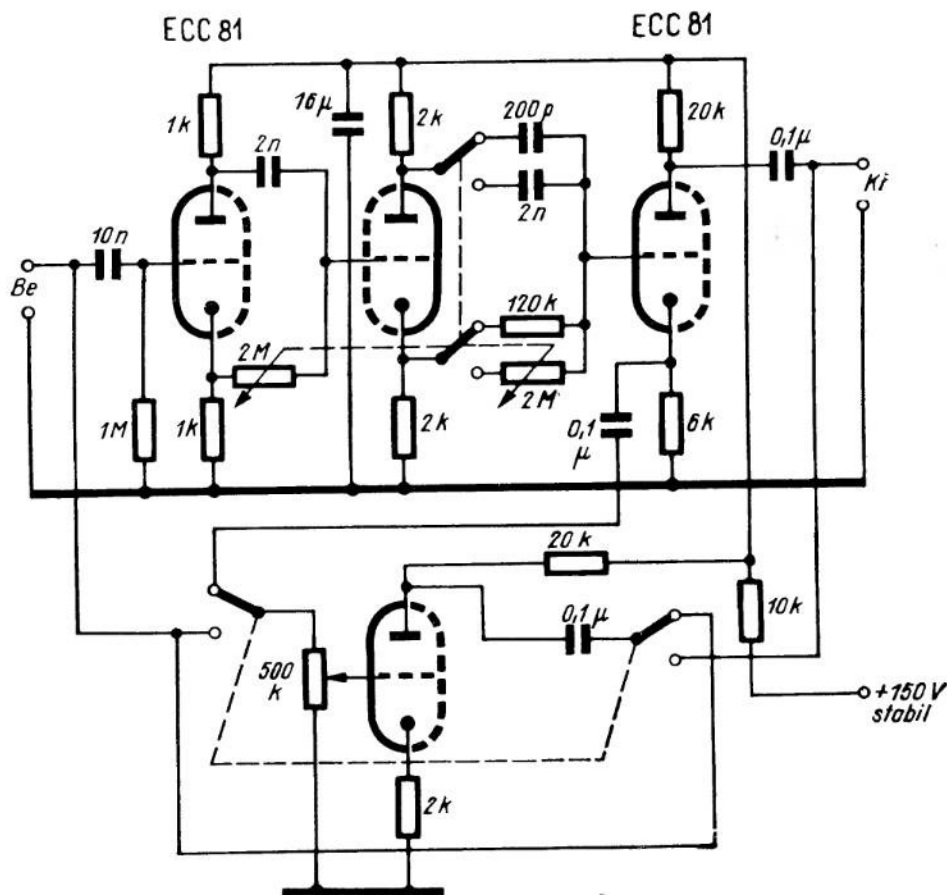


110. ábra. Zajkorlátozó és hangfrekvenciás szűrő adapter kapcsolása

séget kapcsoljuk a következő kaszkádkapcsolású fokozatra, amely állandó erősségű kimenő jelet szolgáltat. Hogy a berendezés kimenő impedanciája is tetszés szerint legyen megválasztható, az utolsó fokozat ismét katódkövető kapcsolású.  $2 \times 3$  állású kapcsoló segítségével a következő üzemmódok állíthatók be:

1. Kikapcsolt zajkorlátozás és hangfrekvenciás szűrés.
2. Bekapcsolt zajkorlátozás.
3. Bekapcsolt zajkorlátozás és hangfrekvenciás szűrés.

Hogy milyen hasznos ez a berendezés, azt tulajdonképpen csak hosszú versenyek alkalmával tudjuk kellőképpen méltányolni, amikor pattogás, ropogás és légköri zavarok nélkül dolgozhatunk, megnövelt szelektivitással és alig valamit csökkent hangerővel. A kis berendezés meglévő készülékbe is könnyen beépíthető. Beállítása a készülék hangerősség szabályozójának és a zajkorlátozó kimenő feszültségét szabályozó potencióméternek az együttes működtetésével történik.



111. ábra. „Selectoject” kapcsolása



Befejezésül még az amatorkörökben meglehetősen ismertté vált „Selectoject” kapcsolását ismertetjük. Alkalmazási területe meglehetősen kiterjedt; egy meghatározott frekvenciát szelektíven erősít, de átkapcsolható ugyanennek a frekvenciának az elnyomására is, végül hangfrekvenciás generátorként is használható. Két ikertriódából áll (111. ábra). A két első trióda RC-csatolású erősítő, amely a bemenő jel fázisát a frekvenciától függő mértékben elforgatja. A harmadik trióda a kimenő fokozat erősítőcsöve, ennek — tetszés szerint átkapcsolhatóan — az anódjáról vagy a katódjáról levett hangfrekvenciás feszültséget a negyedik triódán keresztül visszavezetjük a berendezés bemenetére. A berendezés attól függően emel ki, illetőleg nyom el frekvenciákat, hogy a visszacsatolt feszültség és a bemenő feszültség között mekkora a fáziskülönbség; a kiemelés és az elnyomás mértéke a visszacsatoló fokozat erősítésétől függ. Ha az erősítés meghalad egy bizonyos kritikus értéket, akkor a berendezés azon a frekvencián, amelyiken a visszacsatolt jel fázisban van a bemenő jellel, begerjed, és hangfrekvenciás generátorként használható.

A berendezést a demodulátor és a hangfrekvenciás erősítő közé szokás kapcsolni. Fogyasztása 150 V anódfeszültség mellett kb. 10 mA. A kiemelt, ill. elnyomott frekvencia a közös tengelyű  $2 \times 2 \text{ M}\Omega$ -os potenciométerrel hangolható. Ha  $2 \times 500 \text{ pF}$  kapacitású forgókondenzátor áll rendelkezésünkre, azzal is megoldható a hangolás, ebben az esetben azonban más értékű ellenállásokat kell alkalmaznunk. A berendezés legnagyobb előnye sokoldalú alkalmazhatósága: a kiemelt, ill. elnyomott frekvencia, a hangfrekvenciás szűrés élessége és a begerjedés tág határok között változtatható.

### 5.37 A többszörös transzponálás

A rövidhullámú szuperkészülék szelektivitásával és tükörszelektivitásával szembeni támasztott követelmények ellentmondanak egymásnak. Pl. 468 kHz KF esetén a szelektivitás kielégítő, a 7 MHz-nél nagyobb frekvenciájú sávokban azonban csak akkor megfelelő a tükörszelektivitás, ha legalább 3 előkört alkalmazunk. Ha nagyobb KF-t választunk, akkor ugyan javul a tükörszelektivitás, azonban csökken a KF erősítés, és ezzel együtt a venni kívánt jeléhez közeli frekvenciájú adásokkal szembeni szelektivitás (közelszelektivitás). A két ellentétes kívánság közötti kompromisszumként használatos megoldás az 1600 kHz körüli KF alkalmazása a rövidhullámú vevőkben; ebben az esetben azonban a szokásos két KF erősítőfokozat helyett háromra van szükség. A probléma mindkét igényt kielégítő, teljesértékű megoldása a *kettős transzponálás*nak nevezett eljárás. Az ismert kapcsolás szerinti szuper-vevővel kezdődik, amelynek a KF-ja 2 és 6 MHz között van, és ezt egy fokozat erősíti. Ha ez az 1. KF pl. 3 MHz, akkor a tükörállomás frekvenciája 6 MHz-nyi távolságban van a venni kívánt adótól, és így már nem zavar. A felerősített 1. KF-t ezután 3,468 MHz frekvenciájú helyi rezgéssel keverjük, aminek az eredménye a 468 kHz frekvenciájú 2. KF; ezt két további fokozattal erősítjük, végül demoduláljuk. A kettős transzponálású szupervevő tehát csak annyiban különbözik a közönséges szuperkészüléktől, hogy egy második helyi oszcillátora és keverő fokozata is van. Ha táviró vételre is alkalmassá akarjuk tenni, akkor még lebegtető oszcillátort (BFO) is kell beépítenünk. Az ilyen kettős transzponálású szuperkészüléknek tehát három, egymástól kis távolságban elhelyezett oszcillátora is van, ami sok fütty és egyéb vételi zavar forrása lehet, ha nem árnyékoljuk őket gondosan egymástól, és ha egyébként is nem teszünk meg mindent az egyes oszcillátorok közötti csatolás minél kisebb mértékűre csökkentése érdekében. A KF-ák és az oszcillátor-frekvenciák megválasztásánál ügyelni kell

arra, hogy az oszcillátorok felső harmonikusai ne kerüljenek a vételi sávok valamelyikébe. Ennek a követelménynek többnyire csak sávvevőknel tudunk eleget tenni, éppen ezért a kettős transzponálást a kereskedelmi rádióforgalomban használt vevőkben — amelyek a teljes rövidhullámú tartomány vételére alkalmasak — ritkábban alkalmazzák. A 3,5 és a 7 MHz-es sáv vételére teljesen megfelelő, ha az 1. KF-t 1600 kHz-nek, a 2. KF-t pedig 50 és 150 kHz közötti frekvenciájúnak választjuk. Három 50 kHz-en működő KF fokozat olyan szelektivitást nyújt, ami még a legkényesebb távírást is kielégítheti. Az a legcélszerűbb, ha a hosszúhullámú kereskedelmi vevőt frekvenciaváltó-előtéttel (más néven konverterrel) egészítjük ki, és így kétszeres, esetleg háromszoros transzponálású szuperkészülékhez jutunk. A frekvenciaváltó-előtétkészülékeket a következő fejezetben ismertetjük. Kettős transzponálású URH vevők 1. KF-ja 10 MHz, 2. KF-ja 1 MHz körüli frekvenciájú, ami 400 MHz-nél nagyobb frekvenciákon is kifogástalan vételt tesz lehetővé.

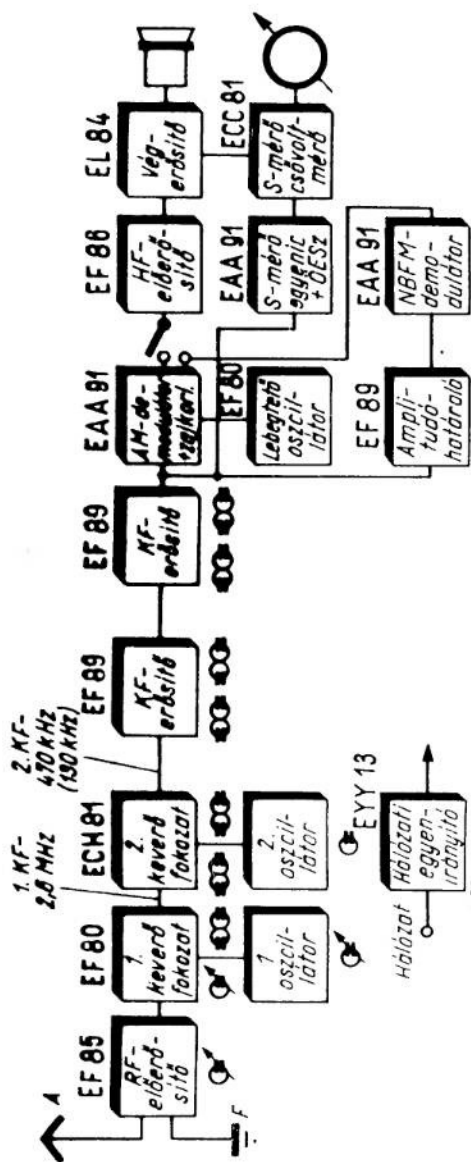
Hogy közelebbről is megismerkedhessünk a kettős transzponálású készülékekkel, a most következőkben egy kivitelezett kettős transzponálású vevő elvi felépítését ismertetjük. Blokkvázlata a 112. ábrán látható. A készülék fontosabb rendeltetésű csövei novál-sorozatú miniatűr-csőek. Az 1. KF 2600 kHz; a keverés additív, a keverőcső EF80 típusú pentóda, így kicsi a készülékzaj és nagy a keverőmeredekség. Kapacitív csatolású, négyhangoltkörös sávszűrő biztosítja az 1. KF-en megkívánt szelektivitást. A 2. KF 468 kHz; a keverés multiplikatív, a keverőcső ECH 81 típusú trióda-heptóda. A 2. KF-t két fokozat erősíti, és egy dióda demodulálja. A kívánt szelektivitást két négy- és egy kéthangoltkörös sávszűrő biztosítja. A kétfokozatú hangfrekvenciás erősítés kb. 4 W kimenő teljesítményt szolgáltat. A lebegtető oszcillátor elektroncsatolású oszcillátor- (ECO) kapcsolásban működő pentóda. Az S-mérő ikertriódával működő csővoltmérő. A demodulátor-fokozathoz zajkorlátozó dióda csatlakozik. A hálózati rész és a csövek táplálása a szokásos. A tizenkétsöves, tizenhétangoltkörös készülék valóban „csúcscsúper”, amelynek a megépítéséhez komoly szaktudás és gyakorlat szükséges; éppen ezért kettős transzponálású vevőkkel csak a gyakorlott amatőröknek érdemes foglalkozniuk. A készüléket az 5.43 pontban ismertetjük részletesen.

### 5.38 Frekvenciaváltó-előtétkészülékek

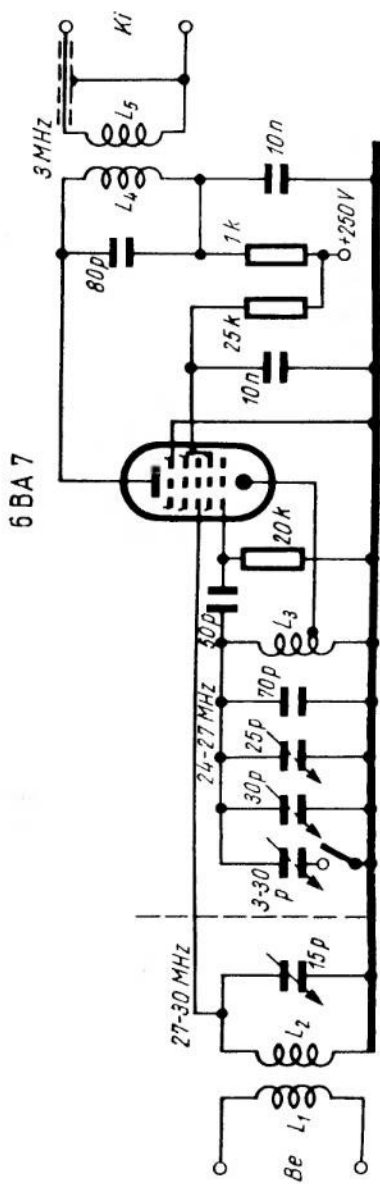
Az amatőr-állomás vevőjének a hullámterjedelme rendszerint 7 MHz-ig terjed; az is megtörténhet, hogy csak közönséges, műsorvevő készüléke van. Ha ezeknek a készülékeknek a vételi körzetét ki akarjuk terjeszteni a speciális amatőrsávokra, akkor többnyire frekvenciaváltó-előtétkészülék (más néven konverter) alkalmazása a legolcsóbb és műszakilag a legmegfelelőbb. Az idők folyamán a frekvenciaváltó-előtétkészülékek négy főbb csoportja alakult ki:

1. Hangolt RF előkör és modulátorkör, hangolt oszcillátorkör.
2. Hangolatlan, szélessávú RF előkör és modulátorkör, hangolt oszcillátorkör.
3. Hangolt RF előkör és modulátorkör, állandó frekvenciára beállított oszcillátorkör.
4. Hangolatlan, szélessávú RF előkör és modulátorkör, állandó frekvenciára beállított oszcillátorkör.

Az 1. esetben a készülék egyszerűen új RF résszel egészül ki; ebben az előtétkészülékben történik a hangolás, az eredeti vevőt pedig csak mint állandó frekvenciára



112. ábra. Rövidhullámú frekvenciaváltó készülék blokkvázlata



113. ábra. Heptódás frekvenciaváltó-előtekészülék kapcsolása

beállított KF-erősítőt, demodulátort és hangfrekvenciás erősítőt használjuk. Előnye ennek a megoldásnak az előtétkészülék skálájának a hitelesíthetősége, és a nagy szelektivitás; sajnálatos hátránya a felépítés bonyolultsága (együttfutási, árnyékolási és szerkezeti problémák).

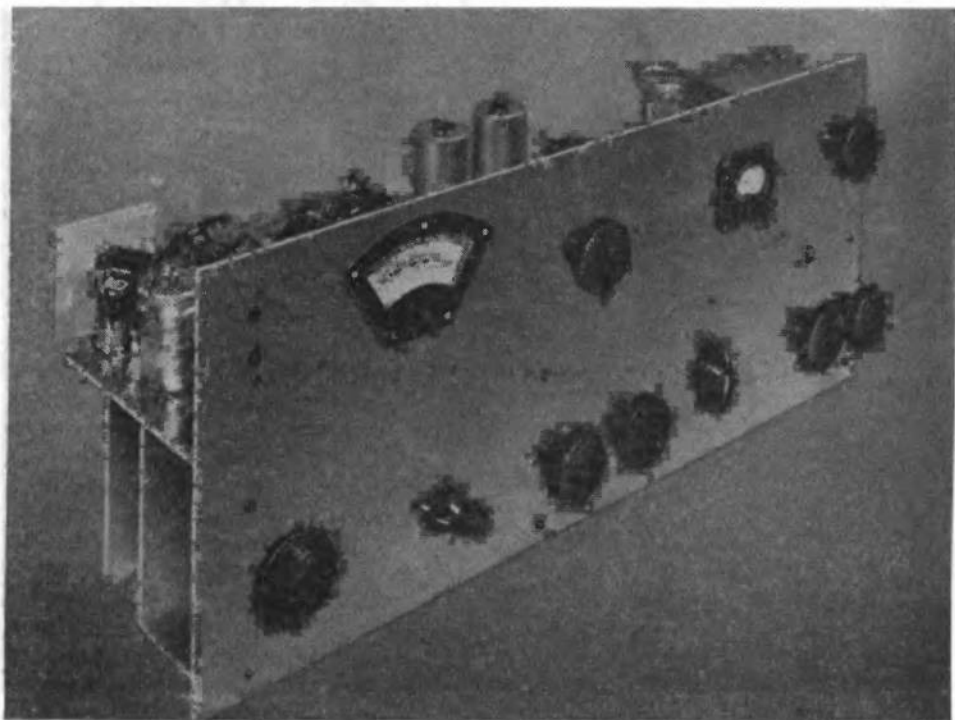
A 2. esetben csak az oszcillátort hangoljuk, a szélessávú RF köröket nem, és minden sávban csak egy ponton hangoljuk össze. Az előtétkészülék skálája éppen olyan könnyen hitelesíthető, mint az 1. esetben, és ha a választott KF elég nagy, akkor a tükrőállomások sem zavarhatnak. Az amatőrsávok meglehetősen keskenyek, és így az, hogy az RF előkör és a modulátorkör nem fut együtt az oszcillátorral, nem jár semmiféle hátránnyal. Az előtétkészülék felépítése egyszerűbb, mint az 1. esetben, és ennek tulajdonítható, hogy ez a fajta előtét meglehetősen elterjedt.

A 3. esetben az előtét oszcillátorát állandó frekvenciára hangoljuk, és a hangolás az eredeti vevő RF előköreinek, modulátorkörének és oszcillátorkörének a hangolásával történik. Az 1. KF ebben az esetben nem állandó, hanem változó, skálaként pedig az eredeti vevő skálája használható. Ez a módszer főképpen akkor előnyös, ha az eredeti készülék árnyékolása és stabilitása igen jó, mert így — az előtétkészülékhez kvarcvezérlésű oszcillátort használva — kiváló frekvenciastabilitású vevőhöz jutunk. A 4. esetben az időnként újrahangolásra szoruló RF körök sem találhatók meg, helyettük szélessávú, fixhangolási köröket alkalmazunk. Az előtétkészüléknek ebben a megoldásban nincs is hangolóeleme, rendeltetése csupán az, hogy a venni kívánt hullámsávot az eredeti vevő hullámterjedelmének megfelelő sávba transzponálja. Ez az eljárás főképpen a rövidebb hullámú sávokban előnyös. Minthogy az URH-sávokhoz amúgyis külön előtétet kell használnunk, a bevált gyakorlat az, hogy a közönséges vevőkészüléket a 14, 21, 28, 144, 220 és 470 MHz-es sávok vételére összesen három előtéttel egészítik ki.

A most következőkben két gyakorlati példát ismertetünk: az egyik az 1. módszer szerinti előtétkészülék a 28 MHz-es sávra, a másik pedig a 3. megoldás szerinti, háromsávú előtét a 14, 21 és 28 MHz-es sávra.

A 28 MHz-es előtét kapcsolását a 113. ábra mutatja be. Oszcillátor- és keverőcsőként egyetlen — pl. 6 SA 7 vagy 6 BA 7 típusú — heptodát alkalmazunk. Első rácsa ( $g_1$ ) az oszcillátorrácra, segéd rácsa ( $g_{2+4}$ ) az oszcillátoranódra; az ezekből és a katódból álló rendszer hárompont Hartley oszcillátorkapcsolásban kelti a helyi rezgést. Harmadik rácsa ( $g_3$ ) a modulátorrács, erre kapcsoljuk a bejövő jelet, a 3 MHz körüli 1. KF-t pedig az állandóan erre a frekvenciára hangolt anódköri rezgőkör kismenetszámú szekunder tekercséről árnyékolt kábelon keresztül kapcsoljuk a vevőkészülék bemenetére. Az előtét teljesen árnyékolt dobozban helyezendő el, nehogy zavaró RF feszültség jusson a vevőbe. Az előtét számára külön kis hálózati tápegységet építhetünk, de vehetjük a tápfeszültségeket magából a vevőből is; fogyasztása kb. 10 mA anódáram és 0,3 A fűtőáram. Az előtétet és a vevőt többérű, árnyékolt kábellel kapcsoljuk össze; a kábel mindkét végére csőfejet szerelhetünk, amit az előtétben és a vevőben elhelyezett csőfoglatba dugaszolhatunk. Az oszcillátorkörben az egyes kondenzátorok szerepe a következő: a 70 pF kapacitású kondenzátor a 30 pF végkapacitású oszcillátorforgó frekvenciaátfogását csökkenti a megfelelő mértékre; a 25 pF végkapacitású forgó a sáv pontos behangolására, a tetszés szerint be- vagy kikapcsolható 30 pF végkapacitású forgó pedig az előtét hullámterjedelmének a megnövelésére szolgál. Valamennyi tekercs vasmag nélkül, az  $L_2$  jelű lehetőleg ezüstözött vörösrézhuvalból készüljön.

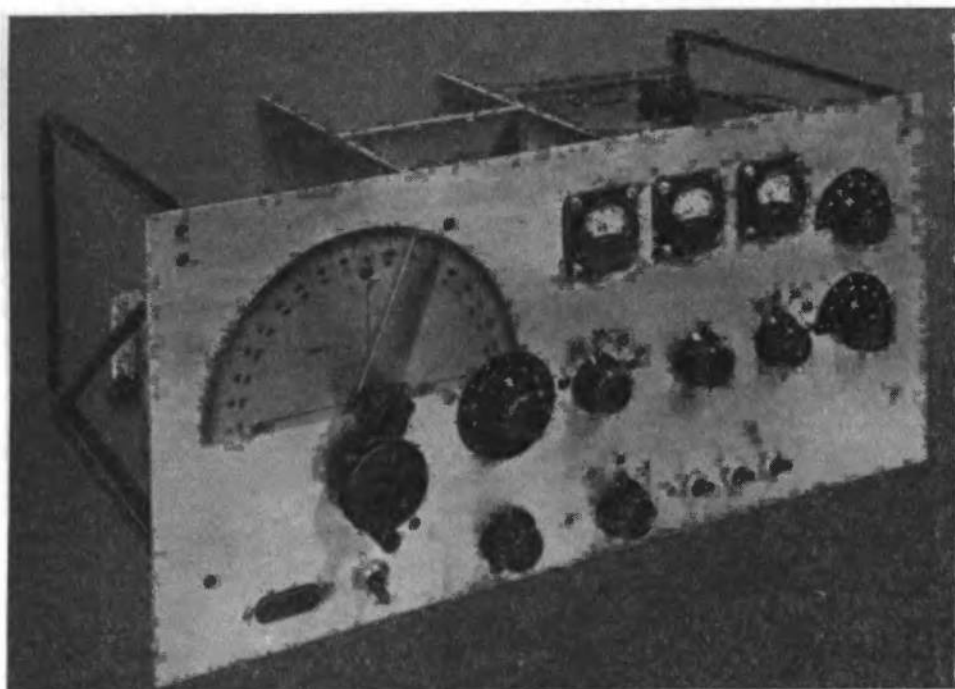
A 3. megoldás szerinti előtét kapcsolása látható a 116. ábrán. Ennek az elkészítéséhez természetesen jóval több anyagra van szükség, a stabilitása azonban minden üzemmódban kielégítő. A helyi rezgést kvarcvezérlésű oszcillátor állítja elő. A 10 méteres (28 MHz-es) sáv vételére pl. az oszcillátorfrekvencia 12,25 MHz; ezt kétszerezve, 24,5 MHz frekvenciájú rezgést kapunk, ami a sáv 28 MHz és 29,7 MHz közötti frekvenciájú jeleivel keveredve, 3,5 MHz és 5,2 MHz közötti frekvenciára transzponál; a



114. ábra. Rövidhullámú amatőr sávvevő

vevőkészüléket e között a két frekvencia között kell hangolnunk. A 14 méteres (21 MHz-es) sáv vételére 5,8 MHz frekvencián rezgő kristályt használunk; a frekvenciát megháromszorozva 17,4 MHz frekvenciájú rezgést kapunk, ami a sáv 21 MHz és 21,45 MHz közötti frekvenciájú jeleivel keveredve, 3,6 MHz és 4,05 MHz közötti frekvenciájú rezgéseket eredményez, amelyek a vevőnek ugyanabban a frekvenciakörzetében vehetők, mint az előző sáv jelei. A 20 méteres (14 MHz-es) sáv vételére 6 MHz frekvencián rezgő kristályt alkalmazhatunk; a megháromszorozott 18 MHz frekvenciájú rezgés a sáv 14 MHz és 14,35 MHz közötti frekvenciájú jeleivel keveredve, a vevőnek ugyancsak fenti körzetében vehető 3,65 MHz és 4 MHz közötti rezgéseket kelt. A kvarcvezérlésű oszcillátor- és frekvenciatöbbszöröző fokozat csöve egyetlen, ECC91 típusú ikertrióda. RF előerősítőként EF95 vagy 6AK5 típusú csövet használunk, a készülék zaj csökkentése kedvéért triódának kapcsolva és 100 V anódfeszültséggel. Ebben a kapcsolásban nagy a cső anód-rács-kapacitása, ami rövidebb hullámokon

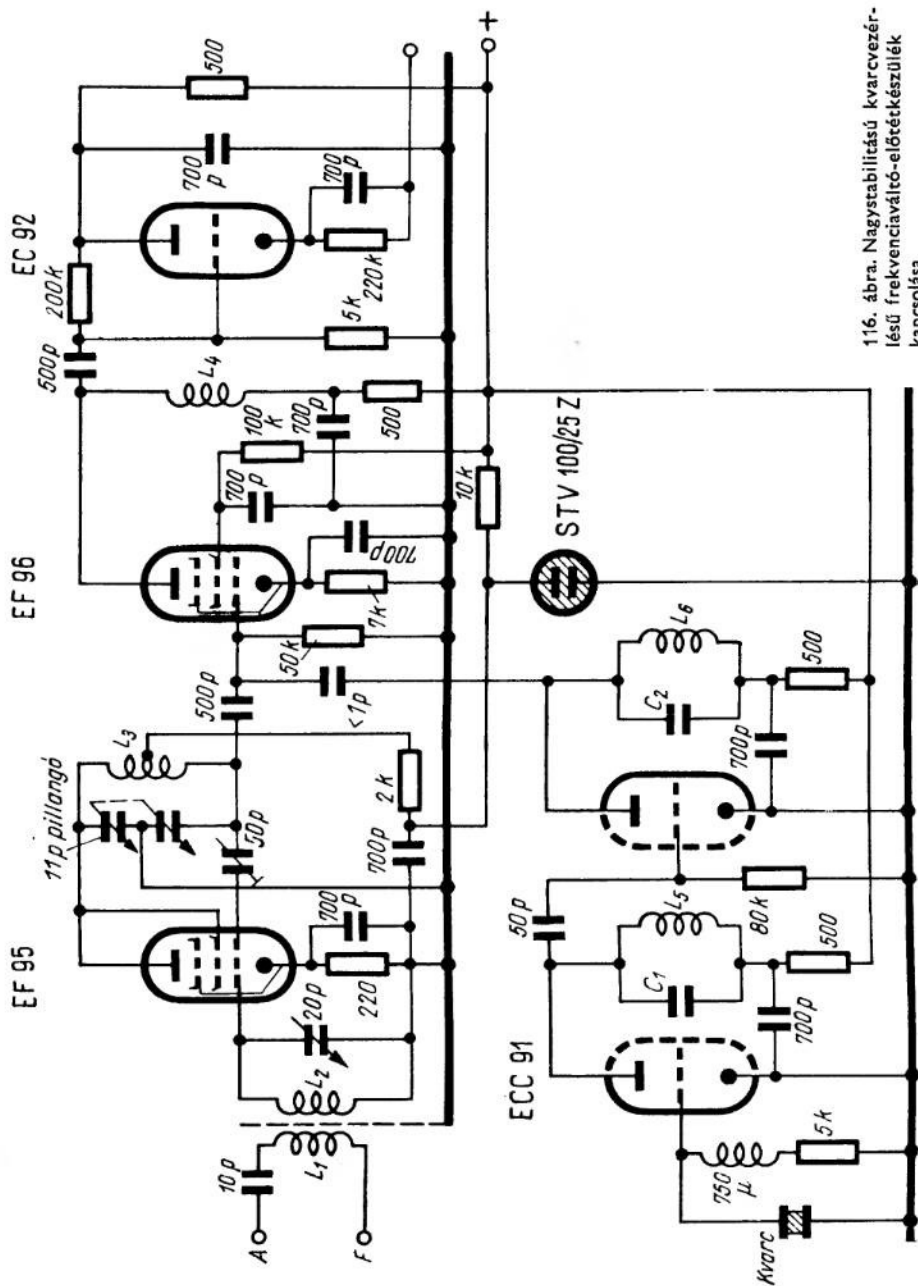
olyan mértékű visszacsatolást okozhat, hogy a fokozat begerjed. Ennek elkerülésére neutralizáló hídkapcsolást létesítünk: az anódzárkör hangoló kondenzátorát két egyenlő kapacitású kondenzátor sorbakapcsolásával állítjuk elő; a két kondenzátor közös fegyverzetét földeljük, a rezgőkör „hideg” pontját pedig változtatható kapacitású kondenzátoron át a cső rácshoz csatlakoztatjuk. Ha ennek a kondenzátornak a kapacitását ugyanolyan értékűre állítjuk, mint az anód-rács-kapacitás, akkor a négy



115. ábra. Rövidhullámú amatőradó az összes amatőrsávra

kondenzátor kiegyenlített hídkapcsolást képez, amelynek a két szembenlevő csúcsa között a másik két szembenlevő csúcsa közé kapcsolt generátorból származó feszültség nulla, és így esetünkben a cső rácshoz az anódkörből nem jut vissza RF feszültség. Az additív keverés az EF96 típusú cső rácshoz megy végbe. A helyi oszcillátor rezgését igen kis kapacitású kondenzátoron keresztül kell a keverőcső rácshoz csatlakoztatni. A szükséges kis kapacitást úgy állíthatjuk elő legegyszerűbben, ha a keverőcső rácshoz az anódkörében találjuk az  $L_4$  tekercset, amely a szerelési kapacitásokkal együtt kb. 4 MHz-re hangolt rezgőkört képez; ezt a kört a katódkövető kapcsolással, EC92 típusú cső 5 k $\Omega$  értékű rácshoz csatlakoztatva olyan mértékben csillapítja, hogy a sávzélessége meglehetősen nagy. A katódkövető erősítő kimeneténél arra kell ügyelni, hogy a hozzá csatlakozó vevőkészülék antenna- és földszorítója között fémes összeköttetésnek (antennatekerccs, kondenzátor nélkül) kell lennie. Ha nem ez a helyzet, akkor a két szorítót 200  $\Omega$  körüli ellen-





116. ábra. Nagystabilitású kvarcvezérlésű frekvenciaváltó-előfőtűkészülék kapcsolása



állással össze kell kötnünk. Ha nem akarunk dugaszolható tekercseket használni, és ha különlegesen jó vételre törekszünk, akkor legjobb, ha mindegyik sávra külön előtétet készítünk. Ez a megoldás természetesen jóval drágább, de üzemi előnye elvitathatatlanok.

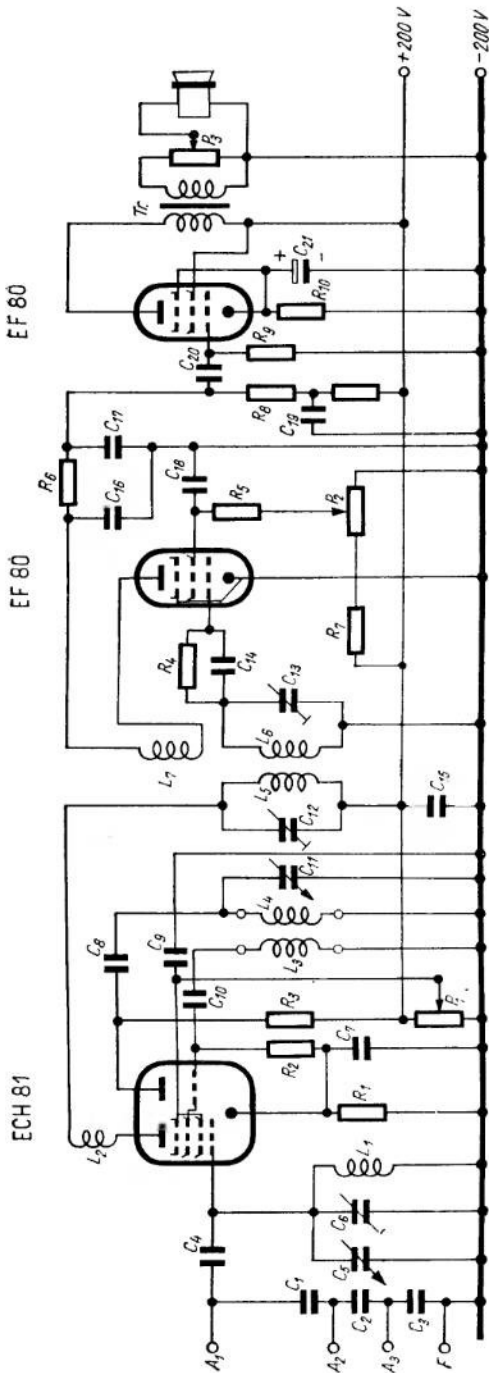
Az előtétet három kamrára osztott, alumíniumlemezről készített alvázra szereljük. Az egyik kamrában helyezük el az oszcillátort, a másikban az RF előerősítőt, a harmadikban pedig a keverőfokozatot és a katódkövető kimenő fokozatot helyezük el.

## 5.4 RÖVIDHULLÁMÚ AMATŐRVEVŐK GYAKORLATI KIVITELE

Már a kezdő amatőr is rövidesen meggyőződhet arról, hogy a 0—V—1 kapcsolású egyenes vevő szelektivitása a zsúfolt amatőrsávokon nem tesz lehetővé kifogástalan vételt. Meglehetősen rossz a helyzet a 40 méteres sávban, ahol a hangolt kör nagy sávzélessége következtében a 41 méteres sávban működő műsorszóró adók is zavarják a vételt, amin kéthangoltkörös egyenes vevő alkalmazása sem sokat segít. A 80 méteres sávban csúcspörgalmi időben az egyhangoltkörös — visszacsatolásánál fogva meglehetősen érzékeny — egyenes vevő egyszerűen használhatatlan. A szorosan egymás mellett elhelyezkedő táviró adásokat csak az eltérő hangmagasság különbözteti meg egymástól, amit hallás útján szelektálni úgyszólván lehetetlenség; így gyakorlatilag csak a legerősebb adás vehető. A rövidhullámú rádiózás varázsa viszont éppen a kisteljesítményű és a távoli adók vételében rejlik. Komoly, minden luxus-berendezéssel (pl. kristálysűrű, Selectoject, zavarsűrű stb.) felszerelt nagyszuperral már a gyenge adások vétele sem okoz problémát; az ilyen amatőr nagyteljesítményű frekvenciaváltó készülék megépítése azonban sokkal komolyabb feladat, mint az egyhangoltkörös egyenes vevőé. A frekvenciaváltó készülék először is sokkal drágább, mint az egyenes, másrészt pedig az ilyen készülék építésénél igen sok műszaki szempontot kell figyelembe vennünk, ha nem akarunk vele kudarcot vallani. De arra is fel kell hívunk a figyelmet, ha nem akarjuk gátolni a kezdők műszaki továbbfejlődését, hogy a szükséges műszaki tapasztalatok frekvenciaváltó készülék építése közben éppen úgy megszerezhetőek, mint visszacsatolt audion építésekor; mindez csak idő kérdése. A kisteljesítményű frekvenciaváltó készülék is igen egyszerű eszközökkel megépíthető, szelektivitása viszont sokkal nagyobb, mint az egyenes vevőé, és emellett — minthogy a hangolása nem függ az antennától — hitelesíthető is. Ha lépésről-lépésre építjük meg a frekvenciaváltó vevőket, akkor anyagilag sem jelent olyan nagy megterhelést; amint pedig nőnek a gyakorlati tapasztalataink, úgy hárulnak el a nagy, rendkívül érzékeny, nagyszzelektivitású amatőr-frekvenciaváltó készülék építése elé tornyosuló akadályok is.

### 5.41 A kisteljesítményű frekvenciaváltó vevőkészülék

A legkönnyebben megépíthető frekvenciaváltó-készülék a háromfokozatú kisteljesítményű frekvenciaváltó; csőszükséglete nem nagyobb, mint a 0—V—2 kapcsolású egyenes vevőé. Kapcsolása a 117. ábrán látható: keverőfokozatból, visszacsatolt audionból és hangfrekvenciás fokozatból áll. A jó tükörszelektivitás kedvéért nagy — 1600 és 4000 kHz közötti — KF-t alkalmazunk. A bemenő kör csillapítását vissza-



117. ábra. Amatőr frekvenciaváltó-készülék kapcsolása

**Agyagjegyzék:**

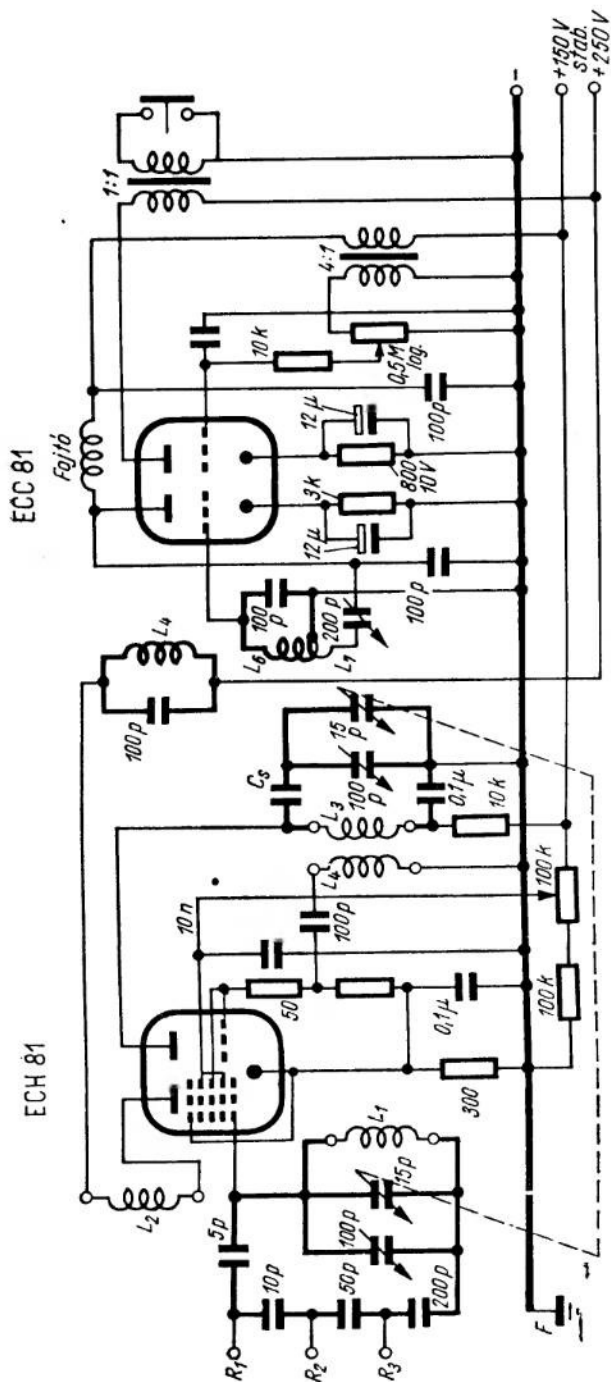
C <sub>1</sub>	=	10	pF	C <sub>11</sub>	=	100	pF	C <sub>16</sub>	=	100	pF
C <sub>2</sub>	=	50	pF	C <sub>12</sub>	=	100	pF	C <sub>17</sub>	=	0,1	μF
C <sub>3</sub>	=	200	pF	C <sub>13</sub>	=	100	pF	C <sub>18</sub>	=	1	μF
C <sub>4</sub>	=	5	pF	C <sub>14</sub>	=	10	nF	C <sub>19</sub>	=	5	nF
C <sub>5</sub>	=	20	pF	C <sub>15</sub>	=	100	pF	C <sub>20</sub>	=	10	μF/10 V
C <sub>6</sub>	=	5	nF	C <sub>16</sub>	=	100	pF	C <sub>21</sub>	=	0,2	MΩ
C <sub>7</sub>	=	500	pF	C <sub>17</sub>	=	100	pF	R <sub>8</sub>	=	0,7	MΩ
C <sub>8</sub>	=	100	pF	C <sub>18</sub>	=	100	pF	R <sub>9</sub>	=	300	Ω
C <sub>9</sub>	=	100	pF	C <sub>19</sub>	=	1	μF	R <sub>10</sub>	=	1	MΩ
C <sub>10</sub>	=	100	pF	C <sub>20</sub>	=	5	nF	P <sub>1</sub>	=	50	kΩ, lin.
R <sub>1</sub>	=	250	Ω	C <sub>21</sub>	=	10	μF/10 V	P <sub>2</sub>	=	50	kΩ, lin.
R <sub>2</sub>	=	50	kΩ	R <sub>8</sub>	=	0,2	MΩ	P <sub>3</sub>	=	15	kΩ, log.
R <sub>3</sub>	=	50	kΩ	R <sub>9</sub>	=	0,7	MΩ	I <sub>1</sub>	=	15	kΩ, log.
R <sub>4</sub>	=	50	kΩ	R <sub>10</sub>	=	300	Ω				
R <sub>5</sub>	=	5	kΩ								
R <sub>6</sub>	=	10	kΩ								
R <sub>7</sub>	=	0,1	MΩ								

**A sávszűrő tekercsadatai:**

Az L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub> és L<sub>3</sub> tekercsek 30 mm Ø tekercsreteksten készüljenek. Az L<sub>3</sub> és L<sub>4</sub> 20 × 0,05 mm Ø RF litze-huzalból, vagy legalábbis 0,35 mm Ø, kétszeres sejtyméretű vörösréz-huzalból készült 51 menetből áll; az L<sub>7</sub> az L<sub>4</sub>-hoz csatlakozó 0,3 mm Ø zománccsüvegű vörösréz-huzalból tekercselt 15 menet. Az RF tekercsek méretszáma az egyes hullámsávokon, 35 mm Ø tekercsreteksten:

L <sub>1</sub>	80 m	27 menet	40 m	20 m	15 m	10 m
L <sub>2</sub>		8 menet	11 menet	5 menet	4 menet	3 menet
L <sub>3</sub>		15 menet	4 menet	3 menet	2 menet	2 menet
L <sub>4</sub>		22 menet	7 menet	2,5 menet	2 menet	1,5 menet
			9 menet	3,5 menet	3 menet	2,5 menet

csatolással csökkentjük; a visszacsatolás mértéke a  $P_1$  potenciométerrel változtatható. Ez a visszacsatolás csak igen kevéssé növeli a készülék érzékenységét, mert az túlnyomórészt a keverőcső helyettesítő zajellenállásának a függvénye, azonban lényegesen javítja a tükörszelektivitást. A készüléket kettős forgókondenzátorral hangoljuk. A  $C_6$  jelű kiegyenlítő-kondenzátor (trimmer) helyett célszerűbb 20 pF végkapacitású légforgót alkalmazni, amelynek a forgatógombját a készülék homloklapján helyezzük el. Ezzel a kis kondenzátorral végezhető a modulátorkör utánahangolása a visszacsatolás változtatásakor, vagy akkor, ha másik antennát használunk, illetve ha a jobb illesztés kedvéért az antennát másik bemenő leágazáshoz ( $A_1, A_2, A_3$ ) csatlakoztatjuk. A  $C_5$  modulátor- és a  $C_{11}$  oszcillátorforgó különálló — nem közös meghajtású — forgókondenzátor is lehet; ebben az esetben az oszcillátorforgóval hangolunk, a modulátorforgóval pedig csak a legnagyobb érzékenységet állítjuk be. A bemenő kör csillapítását csökkentő visszacsatolásnak természetesen nem szabad olyan mértékűnek lennie, hogy a keverőfokozat begerjedjen. A KF körök jósága a lehető legnagyobb legyen, mert ezektől függ a készülék szelektivitása. Árnyékolásuk nem szükséges, csak a csillapításukat növelni. A tekercsek lehetőleg RF litze-huzalból ( $20 \times 0,05$  mm  $\varnothing$ ) készüljenek, és kerámia kondenzátorokat alkalmazunk. A sávszűrőkön belül az egyes hangolt körök közötti csatolás laza legyen (a tekercsek tengelyei közötti távolság 30—40 mm). A KF fokozatban alkalmazott és a  $P_2$  potenciométerrel szabályozható visszacsatolás a megkívánt szelektivitás beállítására szolgál, illetve a modulálatlan táviró adás vételét teszi lehetővé. A visszacsatolás kezelése sokkal egyszerűbb, mint az egyenes vevőnél, mert a KF állandó lévén, nem kell mindig újra beállítani. A hangfrekvenciás fokozat a megszokott felépítésű. Az igényeknek megfelelően kiegészíthető és tökéletesíthető a rácskörben elhelyezett hangfrekvenciás szűrővel és a kimenőtranszformátor szekunder oldalán beépített zajkorlátozó diódákkal. Az audion- és a hangfrekvenciás fokozat ikercsővel is megépíthető; így pl. a 118. ábrán látható kapcsolatban kettős triódát használtunk. Ez a kapcsolat még abban is eltér a 117. ábra szerintiőtől, hogy nem audion-, hanem anódegyenirányítást alkalmaztunk. Az anódegyenirányítás annyival előnyösebb az audionegyenirányításnál, hogy még igen erős bejövő jelek esetén is, amelyek az audiont esetleg már lezárnák, szolgáltató lebegést. A modulátor- és az oszcillátorköri tekercseket a legcélszerűbb — csőfejek felhasználásával — dugaszolhatóan kiképezni. A sáv váltás így gyors és egyszerű, az érintkezés pedig mindig jobb, mint egy rossz hullámváltóé; a csőfejekbe a sávnyújtáshoz szükséges soros és párhuzamos kondenzátorok is beépíthetők. A 119. ábrán még egy kisteljesítményű frekvenciaváltó kapcsolást mutatunk be. Ezen a keverő- és az audioncső közötti csatolás nem sávszűrő, hanem egyetlen visszacsatolt hangolt kör közvetítésével történik, amely kondenzátoron keresztül csatlakozik az audion rácsához. Az audion- és a hangfrekvenciás fokozatot itt is kettős triódával építettük meg. A visszacsatolás forgókondenzátorral szabályozható. A kezdő amatőr első kísérlete számára ez a legmegfelelőbb kapcsolat, mert egyszerűbb az előző kettőnél, amennyiben a bemenő kör csillapítását csökkentő visszacsatolás sem szerepel benne. A 120. ábra két egyforma kettős csővel (pl. ECH 4, ECH 5, ECH 81, UCH 81 vagy hasonló) megvalósítható egyszerű kapcsolást mutat be. Csak olyan csővel építhető meg, amelyek triódájának a rácsa nincs a csőn belül összekötve a hexóda, ill. a heptóda keverőrácsával ( $g_3$ ); ezért ECH 11 vagy ehhez hasonló típus ennél a kapcsolásnál nem alkalmazható. A visszacsatolókörbe iktatott differenciálkondenzátor (olyan kondenzátor, amelynek két álló és egy forgó része van; hangolás közben az egyik álló részből és a forgó részből álló rendszer kapacitása egyre nő, a másiké pedig egyre csökken, de összegük

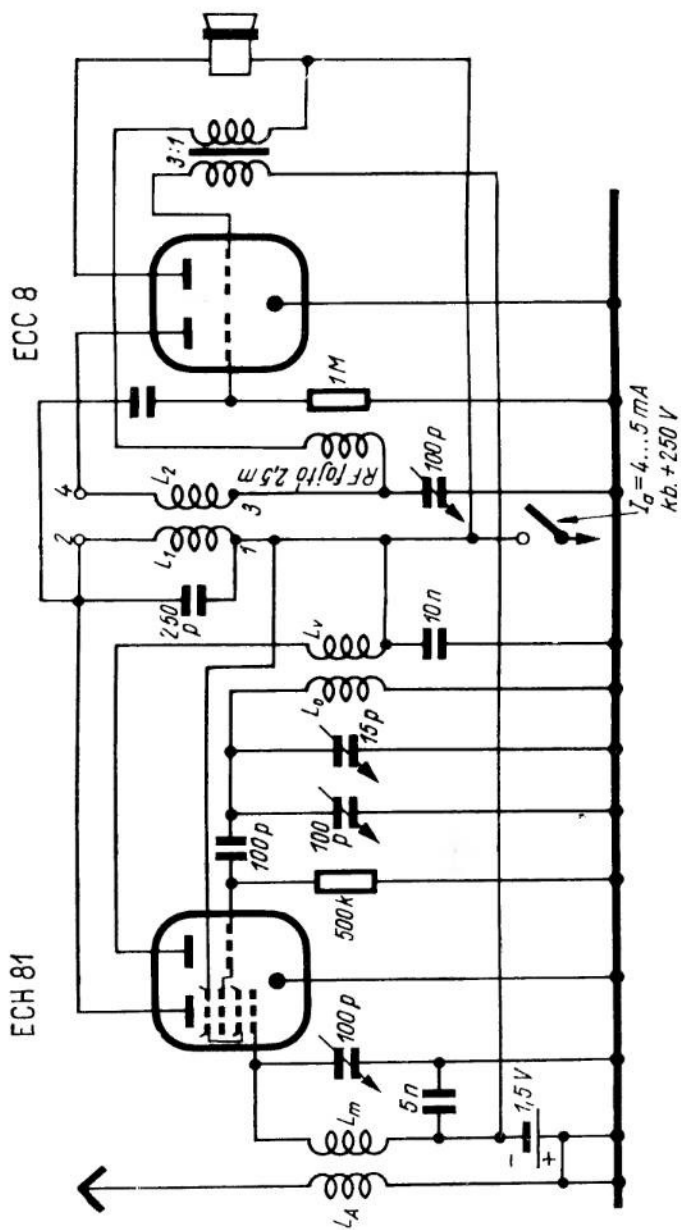


1:8. ábra. Kistjelisményű frekvenciaváltó-készülék két ikercsővel

## Tekercs adatok:

Sáv	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	L <sub>4</sub>	C <sub>5</sub>	soros kond.
80 m	34 menet	3 menet	25 menet	9 menet	650 pF
40 m	12,5 menet	2,5 menet	10 menet	5,5 menet	1,25 nF
20 m	5,5 menet	2 menet	4,5 menet	3 menet	1,65 nF

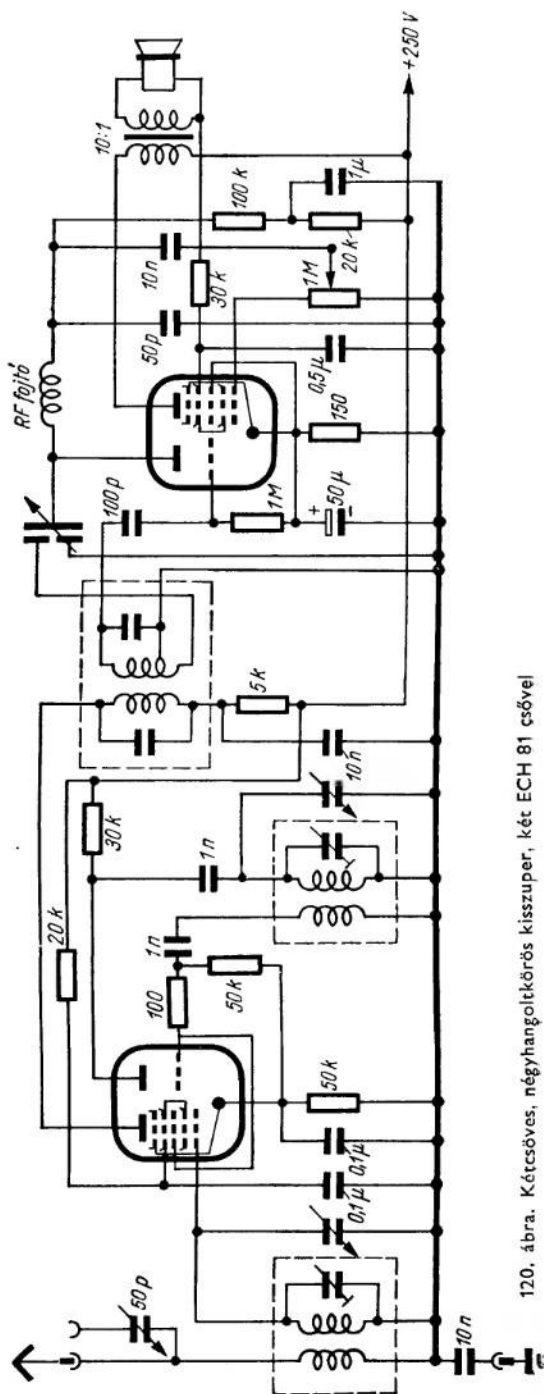
Tekercsátmérő: 25—30 mm



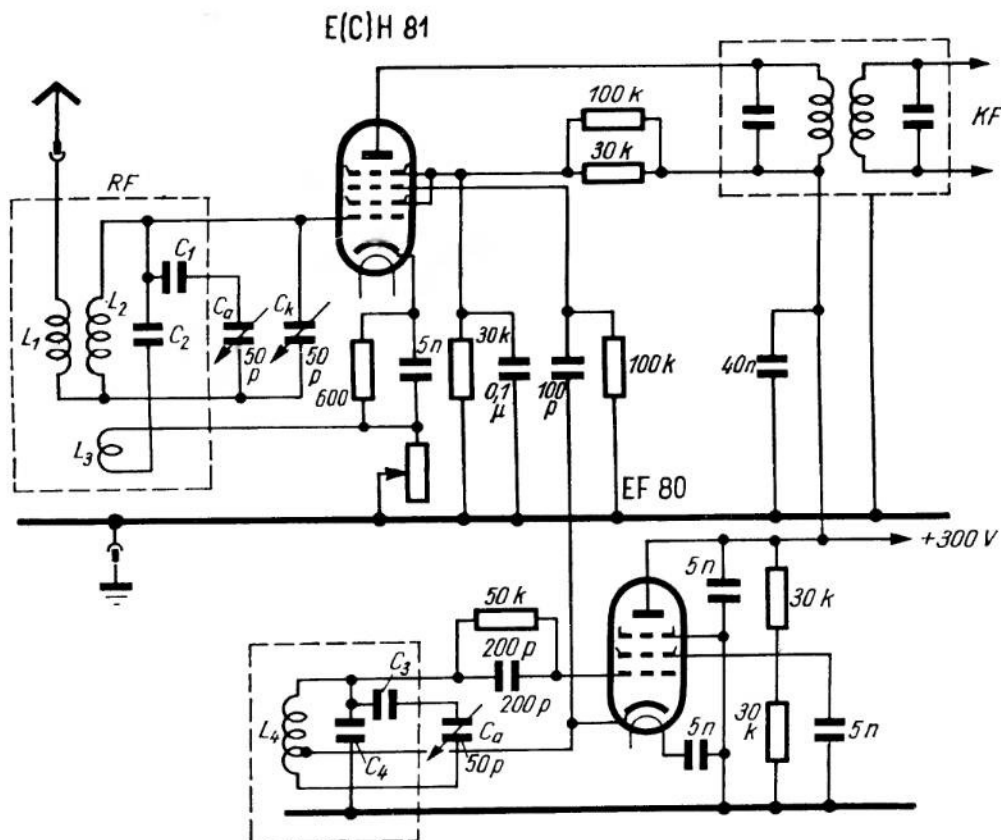
119. ábra. Háromhangolt-körös kistellestítményű frekvenciaváltó-készülék

minden állásban ugyanakkora) a visszacsatolás változtatásakor bekövetkező elhangolódás megakadályozására szolgál. Az elhangolódás csak igen kismértékű, úgy, hogy ha megakadályozását nem tartjuk fontosnak, a differenciálforgó helyett közösleges forgókondenzátort is használhatunk. Minthogy a végerősítőcsövünk nagy belső ellenállású heptóda, a fejhallgatót — jobb illesztés kedvéért — 10 : 1 áttételű kimenő transzformátor közbeiktatásával csatlakoztatjuk a csőhöz.

Az eddig ismertetett kapcsolásokban keverőcsökként ikercsöveket használtunk. Természetesen annak sincs akadálya, hogy külön oszcillátorcsövet alkalmazzunk; ilyen kapcsolat látható a 121. ábrán. A helyi rezgést az oszcillátorcső katódjáról csatoljuk a keverőcső keverőrácsára ( $g_3$ ). Keverőcsökként szükség esetén pentódat is használhatunk; ebben az esetben a fékezőrács ( $g_3$ ) veszi át a keverőrács szerepét. A bemenő kör csillapítását csökkentő visszacsatolás ebben a kapcsolatban a katódba kapcsolt 2 k $\Omega$  ellenállással szabályozható. A hangolás a  $C_a$  jelű kettős forgókondenzátorral történik, amelyiknek mindkét egységével — sávnyújtás kedvéért — egy-egy állandó kapacitású kondenzátort (a modulátorkörben  $C_1$ , az oszcillátorkörben  $C_3$ ) kapcsolunk sorba. A kívánt hullámsáv beállítására szolgál a  $C_2$  és a  $C_4$  jelű kondenzátor; a  $C_2$  kapacitása 20–30 pF-dal kisebb, mint a  $C_4$ -é. Az oszcillátor- és a modulátorkör a  $C_k$  kondenzátorral hangolható össze pontosan. Az  $L_4$  jelű tekercs megcsapolása a hideg végétől számítva kb. az  $1/4$  részénél van. Az audion- és a hangfrekvenciás fokozat bármelyik eddig közölt kapcsolat szerint megépíthető.



120. ábra. Kétcsöves, négyhangoltkörös kisseter, két ECH 81 csővel

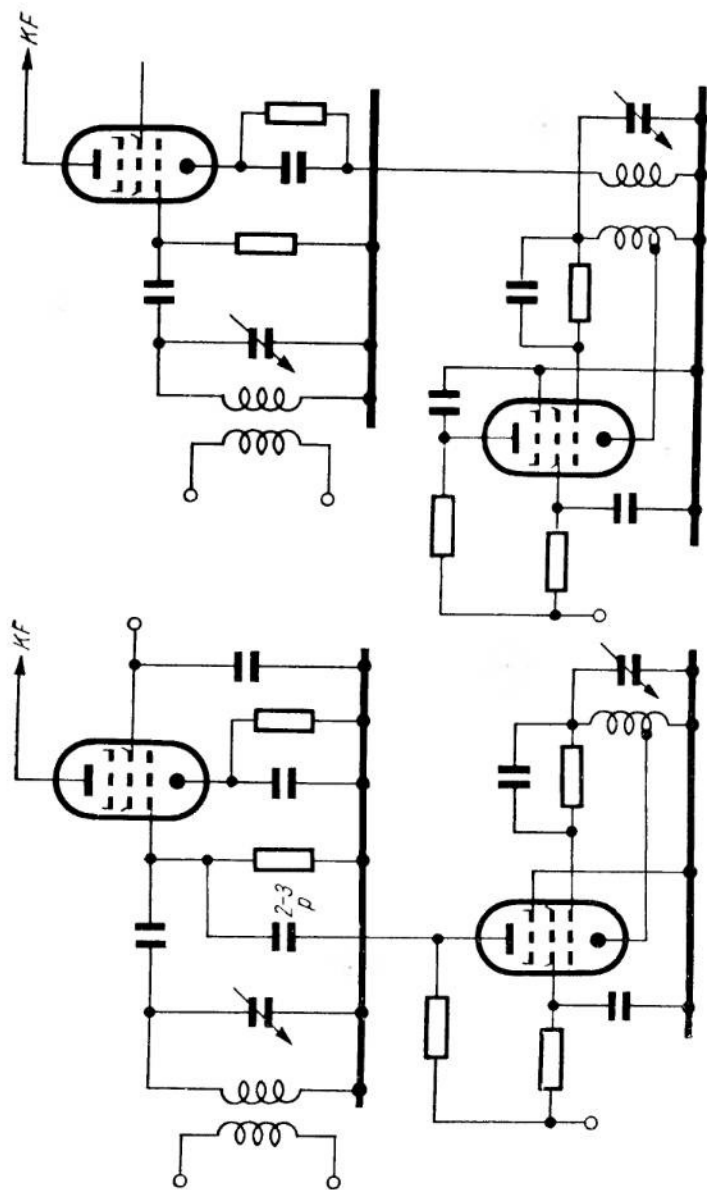


121. ábra. Keverőkapcsolás különálló oszcillátorcsővel és RF visszacsatolással

Kisteljesítményű frekvenciaváltónál is alkalmazhatunk additív keverést. Additív keverés esetén a készülékzaj sokkal kisebb, mint multiplikatív keverésnél, éppen ezért additív keveréssel nagyobb érzékenység érhető el. Minthogy azonban a kezdőnek nehézséget okozhat a kellő feszültségű helyi rezgés előállítás, itt csak az additív keverés elvét bemutatató két rajzot közlünk (122. ábra).

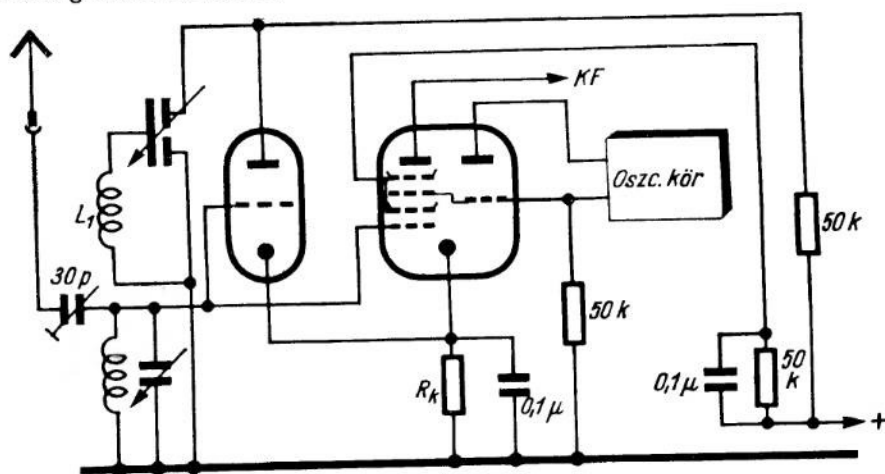
A kisteljesítményű frekvenciaváltó készülék csak a KF sávszűrők árával drágább, mint a kéthangolóköros egyenes vevő; ezzel szemben lényegesen nagyobb a szelektivitása — hangolása nem függ az antennától és a visszacsatolástól, és így a skálája hitelesíthető —, végül pedig sokkal egyszerűbb a kezelése, mert gyakorlatilag csak a hangolókapacitátort és a hangerősségszabályozót kell kezelni. Hátránya az ilyen kisteljesítményű frekvenciaváltó készüléknek, hogy érzékenysége — mely a keverőcső helyettesítő zajellenállásának a függvénye — kisebb (ez az érzékenységszökkenés főképpen nagyobb frekvenciákon észrevehető); azonban ez a hátrány is kiküszöbölhető kis-zajú csővel működő előerősítő-fokozat révén (attól a megoldástól, hogy additív keverést alkalmazunk, keverőcsőként kis-zajú pentódával, most eltekintünk). Az előerősítő-fokozat megépítése azonban csak megnehezíti a kezdő dolgát, mert





122. ábra. Az additív keverés alapkapcsolásai

— ha meg akarjuk tartani az egygombhangolás által lehetővé tett egyszerű kezelést —, akkor hármasszögöt kell alkalmaznunk, ami viszont együttfutási problémákat vet fel. További nehézség, hogy a sávváltást hullámváltóval kell végezni, mert a dugaszolható tekercsek kezelése több kör esetén igen nehézkes. Éppen ezért előerősítő fokozat helyett előnyösebb az ún. csillapításcsökkentő cső alkalmazása; a bemenő kör csillapítását nem a keverőcső anódjáról vagy katódjáról történő visszacsatolás révén, hanem külön erre a célra szolgáló trióda segítségével csökkentjük. A vevő érzékenysége a hangolt kör rezonanciaellenállásának és az első cső helyettesítő zajellenállásának

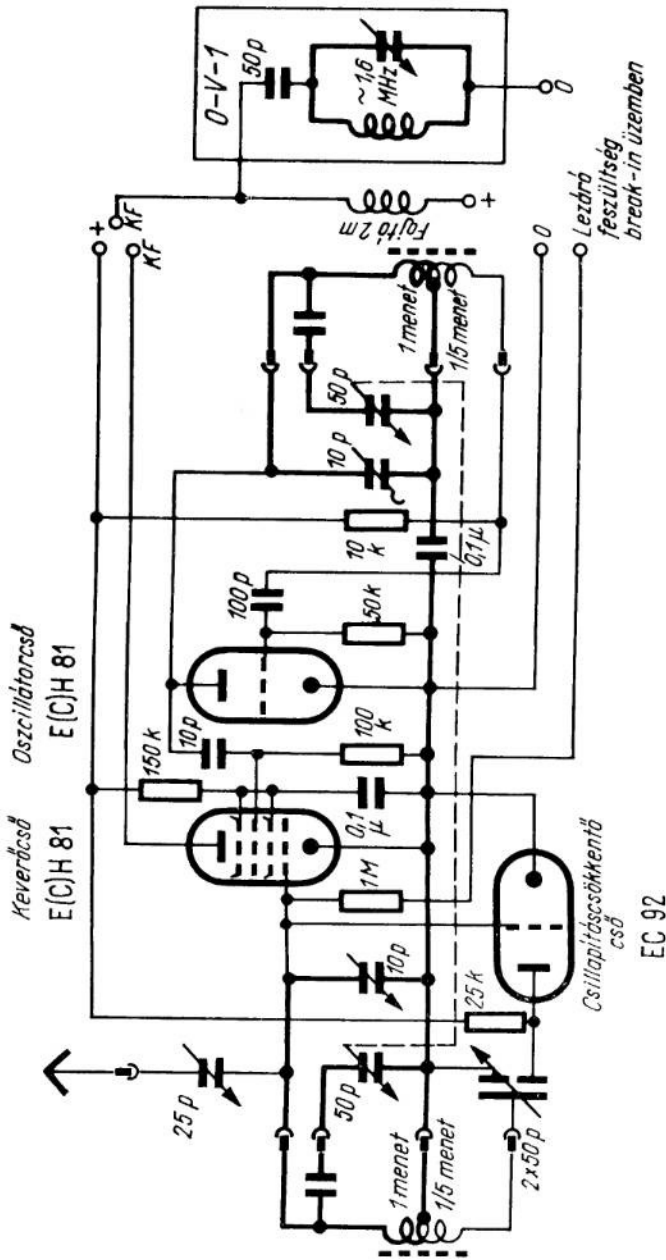


123. ábra. A bemenő kör csillapításának a csökkentése külön csővel

a viszonytól függ. Rövidebb hullámokon a hangolt kör rezonanciaellenállása 10–15 kΩ; a cső helyettesítő zajellenállásának ehhez képest kicsinek kell lennie. A keverőcsövek zajellenállása általában 60 és 100 kΩ között van, ami — abban az esetben, ha a keverőcső az első cső — rendkívül hátrányos. Ha csillapításcsökkentő csövet alkalmazunk, akkor ez nemcsak a hangolt kör veszteségeit csökkenti megfelelő mértékben, hanem azzal az előnnyel is jár, hogy a keverőcső helyett ennek a zajellenállását kell figyelembe vennünk. Trióda és triódaaként kapcsolt pentóda helyettesítő zajellenállása kb. 600–1000 Ω, csillapításcsökkentő csőként alkalmazva tehát nemcsak a tükörszelektivitást javítja, hanem nagymértékben növeli a kisteljesítményű frekvenciaváltó készülék érzékenységét is, úgy, hogy mindkettő kielégíti a jó amatőr frekvenciaváltóval szemben támasztott követelményeket. Csillapításcsökkentő csővel kombinált keverő-kapcsolást mutat be a 123. ábra. A 124. ábra jóminőségű előtétkészülék teljes kapcsolását tünteti fel, amelyet bármilyen (egy- vagy többhangoltkörös, egyenes, vagy frekvenciaváltó rendszerű) vevő elé kapcsolhatunk, feltéve, hogy a szóbanforgó vevővel az előírányzott KF (esetünkben 1,6 MHz) vehető, és hogy visszacsatolás vagy lebegtető oszcillátor segítségével lehetőség van a modulálatlan távirőjelek vételére.

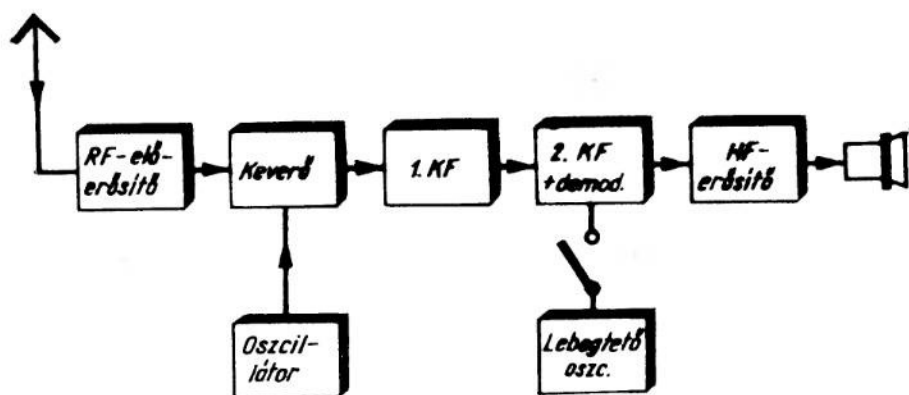
#### 5.42 A középteljesítményű frekvenciaváltó készülék

A kisteljesítményű-kapcsolás továbbfejlesztésével jutunk a középteljesítményűhöz, amit a kisteljesítményűtől főképpen az különböztet meg, hogy egy- vagy többfokozatú KF-erősítője van. A KF a közönséges rádióvevőkön szokásos frekvenciájú. Mint-



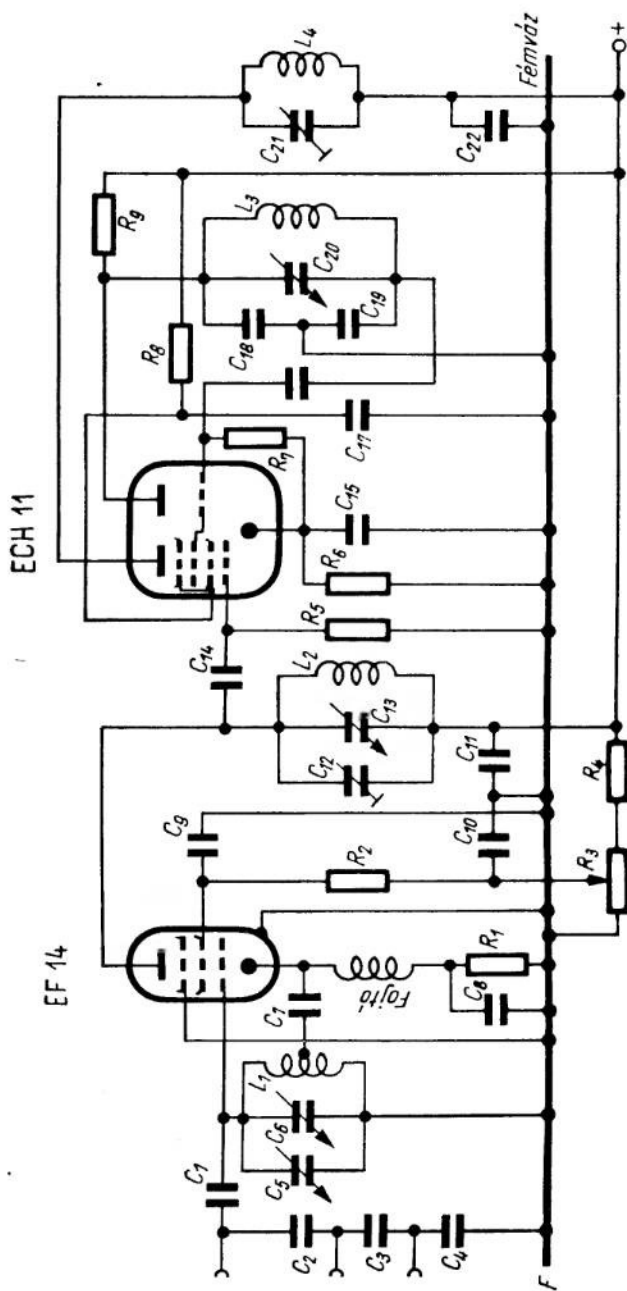
124. ábra. Frekvenciaváltó előtétkészülék kapcsolása csillapításcsökkentő csővel

hogy ez a kisebb KF a tükörszelektivitás romlását okozza, szükséges, hogy a keverőfokozatot egy vagy két RF előerősítőfokozat előzze meg; az első cső mindenképpen kis zajellenállású legyen. Rendszerint elegendő, ha csak egy — a rezgőkör veszteségeinek a csökkentése érdekében visszacsatolt — RF előerősítőfokozatot alkalmazunk. A visszacsatolás nem történhet az anódról, mert a visszacsatolás megszüntetné az alkalmazott pentóda kis anód-vezérlőrács-kapacitásával járó előnyöket, és a fokozat — minthogy a rács- és az anódrezgőkör azonos frekvenciájú — könnyen begerjedne; csak a katódról szabad visszacsatolni, pl. a 121. ábra szerinti kapcsolásban. A 125. ábra a megszokott — RF előerősítő fokozatból, helyi oszcillátorból, keverőfokozatból, két KF-erősítő fokozatból, demodulátorból, kikapcsolható lebegtető oszcillátorból és hangfrekvenciás fokozatból álló — középszuper blokkvázlatát tünteti fel. A bemenőkör tekercsét — mint a 126. ábra mutatja — közvetlenül a testhez kötjük, hogy a



125. ábra. Középteljesítményű frekvenciaváltó készülék blokkvázlata

készülék „break-in” üzemben is használható legyen. A bemenőkör veszteségeit a katódról történő visszacsatolás csökkenti; a visszacsatolás a segédrcs feszültségét változtató  $R_3$  ellenállással szabályozható. A pontos behangolást a  $C_6$  jelű kondenzátorral végezzük. A helyi oszcillátor Colpitts-kapcsolású. Gondosan kell ügyelni az oszcillátor mechanikus és villamos stabilitására. Megfelelő kerámia kondenzátorok felhasználásával hőfokkiegyenlítésre kell törekednünk, hogy az oszcillátorfrekvencia a melegedés következtében üzem közben lehetőleg ne változzék meg; ha elegendő hely áll rendelkezésünkre, legmegfelelőbbek a levegő-dielektrikumú trimmek. A megszokott kapcsolású keverőfokozatot a KF-erősítő követi (127. ábra). Az amatőrszuperek KF-ja általában nem a műsorvevőkben szokásos 468 kHz, mert az ugyancsak a KF-ra hangolt lebegtető oszcillátor felharmonikusai a DX-sávok valamelyikébe eshetnek, és zavaró füttyöket okozhatnak; ehelyett rendszerint 465 kHz frekvenciájú KF-t alkalmaznak. A KF sávszűrők tekerceit nagyon gondosan kell elkészíteni ( $20 \times 0,05$  mm  $\varnothing$  RF-ás sodratból; a huzalvégekről a zománcszigetelést le kell égetni, majd a huzalt spirituszba mártva kell lehűteni; nagyon fontos, hogy forrasztáskor valamennyi eret beforrasszuk), különben nem lesz kielégítő a szelektivitás. Minthogy a sávszűrők szelektivitása annál jobb, minél nagyobb az egyes körök  $L/C$  viszonya, az amatőrkészülékekben rendszerint 100 pF értékű KF hangolókapacitásokat alkalmaz-



126 ábra. Hatszöves, tízhangoltkörös amatőr frekvenciaváltó készülék kapcsolása

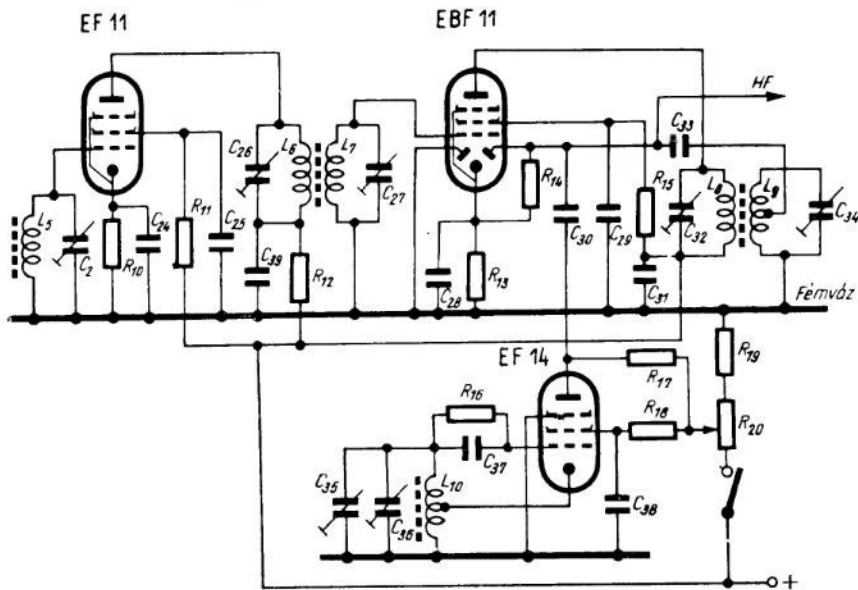
A 126. ábra anyagjegyzéke:

$C_1$	=	5	pF
$C_2$	=	10	pF
$C_3$	=	50	pF
$C_4$	=	200	pF
$C_5$	=	100	pF
$C_6$	=	30	pF
$C_7$	=	30	pF
$C_8$	=	5	nF
$C_9$	=	10	nF

$C_{10}$	=	10	nF
$C_{11}$	=	1	$\mu$ F
$C_{12}$	=	100	pF
$C_{13}$	=	30	pF
$C_{14}$	=	100	pF
$C_{15}$	=	0,1	$\mu$ F
$C_{16}$	=	0,1	$\mu$ F

$C_{17}$	=	100	pF
$C_{18}$	=	200	pF
$C_{19}$	=	200	pF
$C_{20}$	=	30	pF
$C_{21}$	=	100	pF
$C_{22}$	=	0,1	$\mu$ F
$R_1$	=	300	$\Omega$
$R_2$	=	0,1	M $\Omega$

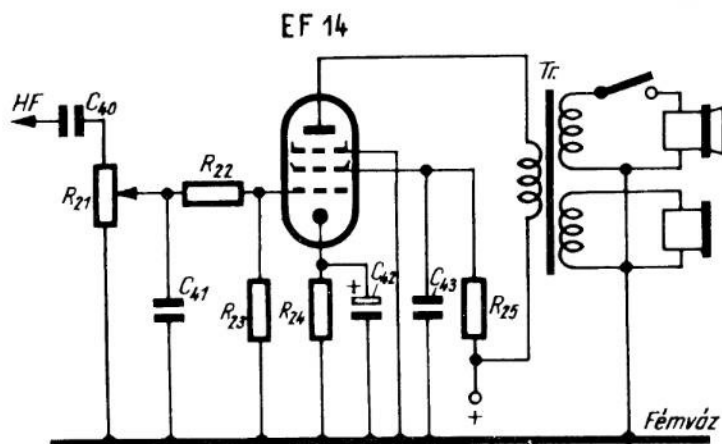
$R_3$	=	50	k $\Omega$
$R_4$	=	50	k $\Omega$
$R_5$	=	0,5	M $\Omega$
$R_6$	=	250	$\Omega$
$R_7$	=	30	k $\Omega$
$R_8$	=	50	k $\Omega$
$R_9$	=	30	k $\Omega$
$L_1$	=	kb. 1	mH



A 127. ábra anyagjegyzéke:

$C_{23} = 100 \text{ pF}$	$C_{36} = 500 \text{ pF}$
$C_{24} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$	$C_{37} = 200 \text{ pF}$
$C_{25} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$	$C_{38} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$C_{26} = 100 \text{ pF}$	$R_{10} = 500 \text{ }\Omega$
$C_{27} = 100 \text{ pF}$	$R_{11} = 0,1 \text{ M}\Omega$
$C_{28} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$	$R_{12} = 20 \text{ k}\Omega$
$C_{29} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$	$R_{13} = 400 \text{ }\Omega$
$C_{30} = 10 \text{ pF}$	$R_{14} = 2 \text{ M}\Omega$
$C_{31} = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$	$R_{15} = 80 \text{ k}\Omega$
$C_{32} = 100 \text{ pF}$	$R_{16} = 0,1 \text{ M}\Omega$
$C_{33} = 50 \text{ pF}$	$R_{17} = 50 \text{ k}\Omega$
$C_{34} = 100 \text{ pF}$	$R_{18} = 0,1 \text{ M}\Omega$
$C_{35} = 30 \text{ pF}$	$R_{19} = 50 \text{ k}\Omega$
$L_5 - L_7 \text{ kb. } 1 \text{ mH}$	$R_{20} = 0,1 \text{ M}\Omega$

nak. A szűrőt alkotó körök csatolása a kritiknál lazább legyen (minél lazább a csatolás, annál jobb a szelektivitás). 465 kHz KF esetén elegendő két KF erősítőfokozat. Ha a tükröselektivitás növelése kedvéért nagyobb KF-t alkalmazunk, akkor még egy harmadik KF erősítőfokozatra is szükség lehet. A sávszűrőket alkotó hangolt körök veszteségei a lehető legkisebbek legyenek. A szűrők árnyékolása lehetőleg minél kevésbé növelje a csillapítást. Műsorvevő számára készült sávszűrőket amatőrvevőben csak az egyes körök közötti csatolás megfelelő csökkentésével használhatunk fel. A szűrőket a lehetőség szerint szignálgenerátorral hangoljuk be. A lebegtető oszcillátor ECO-kapcsolású. Ennél is a frekvencia hőfokfüggétlenségére kell törekednünk.



A 128. ábra anyagjegyzéke:

$C_{40} = 20 \text{ nF}$	$R_{21} = 0,5 \text{ M}\Omega$
$C_{41} = 500 \text{ pF}$	$R_{22} = 20 \text{ k}\Omega$
$C_{42} = 50 \text{ }\mu\text{F}$	$R_{23} = 1 \text{ M}\Omega$
$C_{43} = 2 \text{ }\mu\text{F}$	$R_{24} = 1,5 \text{ k}\Omega$
Tr.: $10 \text{ k}\Omega/4 \text{ k}\Omega/4\Omega$	$R_{25} = 10 \text{ k}\Omega$

A lebegtető oszcillátor frekvenciája a  $C_{35}$  jelű forgókondenzátor segítségével a KF-hoz képest  $\pm 10 \text{ kHz}$ -cel elhangolható, hogy a lebegés magassága tetszés szerint szabályozható legyen, és hogy szükség esetén a zavaró adást az oszcillátornak a kevésbé zavart oldalra történő hangolásával szűrhezzük ki. A lebegtető oszcillátor rezgésének az erősségét az  $R_{20}$  jelű potenciométer segítségével a bejövő jel erősségének megfelelően szabályozhatjuk, így biztosíthatjuk a megfelelő kellemes csengésű hangszínt. A KF jelet dióda demodulálja, a hangfrekvenciás rezgést a 128. ábra szerinti kapcsolású, semmilyen különlegességet nem tartalmazó hangfrekvenciás fokozat erősíti fel. Ha fejhallgatót akarunk használni, akkor a hangszóró kikapcsolható.

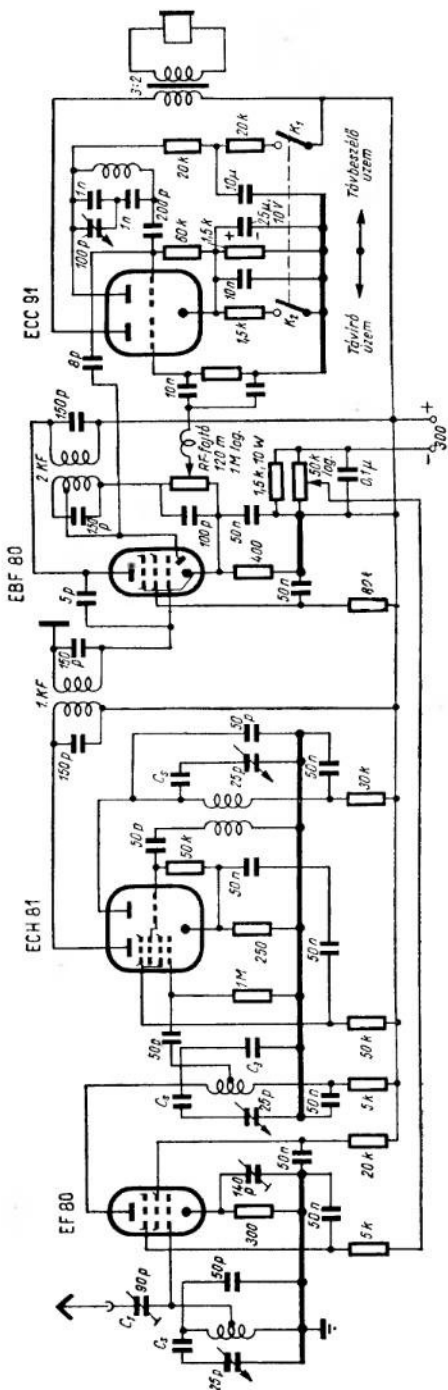
A 129. ábra teljes középteljesítményű frekvenciaváltó kapcsolást mutat be. Figyelemre méltó ebben a kapcsolásban, hogy a csövek rácsa a rácsrezgőkörök tekercsének a megcsapolásához csatlakozik. Ennek a megoldásnak és a célja, hogy a cső rács-katód-kapacitása és a futási idő által okozott és a hullámhossz négyzetével csökkenő értékű bemenő ellenállása kevésbé csillapítsa a rezgőkört. A feszültségvesztéssel — amely azáltal jön létre, hogy a rács nem a teljes rezgőkörre, hanem csak a megcsapolásra csatlakozik — kiegyensúlyozza a kör kisebb csillapítása. A bemenőkör csillapításának szabályozható mértékű csökkentésére szolgál az a negatív visszacsatolás is, amelyet azáltal érünk el, hogy a katódelőállást kiskapacitású kiegyenlítő-kondenzátorral söntöljük. A KF szelektivitás növelése céljából a harmadik fokozatban csaknem a gerjedésig fokozott visszacsatolást alkalmazunk. A visszacsatolást a cső anód-rács-kapacitását megnövelő kondenzátor végzi; a kondenzátort egy huzaldarab alkotja, amelynek az egyik végét a csőfoglatat anódkivezetéséhez forrasztjuk, a másik végét pedig — átdugva a csőfoglatba illesztett árnyékoló lemezen — annyira közelítjük a rács-kivezetéshez, hogy a fokozat a gerjedés határán legyen. A sáv szélesség ezzel a visszacsatolással 500–700 Hz-re csökkenthető.



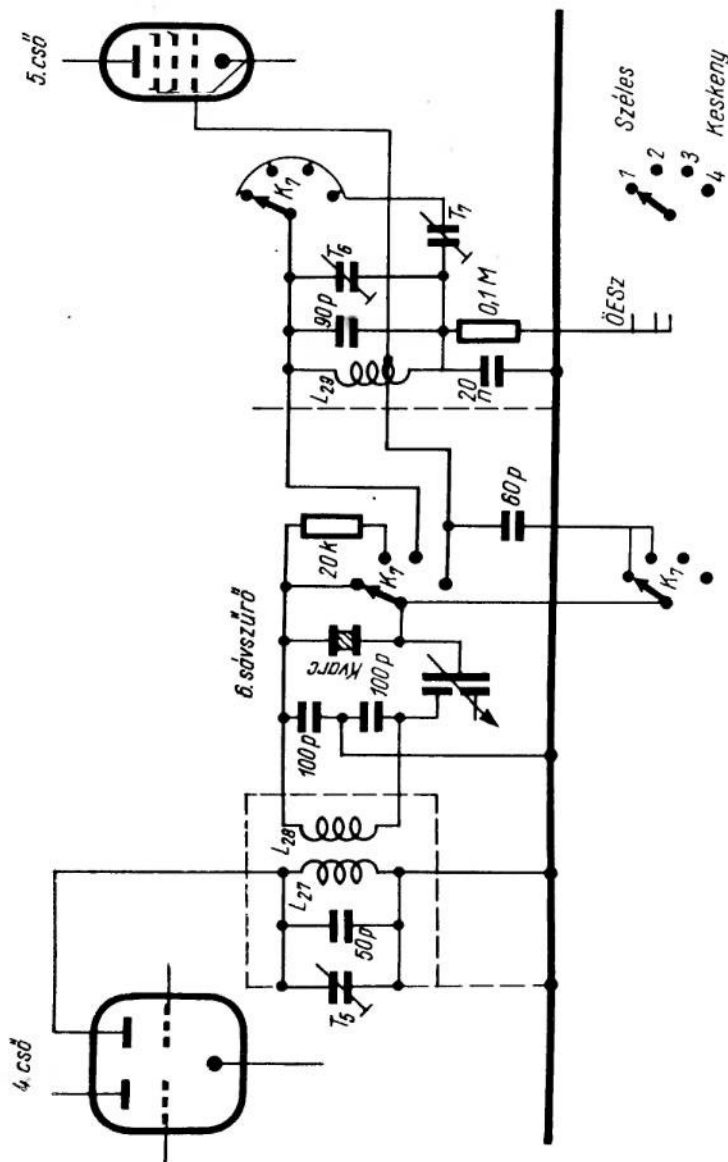
### 5.43 A nagyteljesítményű frekvenciaváltó készülék

A nagyteljesítményű frekvenciaváltó készülék gyakorlati példaként az 5.37 pontban már röviden ismertetett kettős tranzponálású készülék működésének részletes leírását közöljük a kapcsolási rajz alapján. A készülék tömbvázlatát ott a 112. ábra mutatta be, itt teljes kapcsolását adjuk (130. ábra). A készülék szelektivitását három RF, négy 1. KF és tíz 2. KF hangolt kör biztosítja. Az antennáról jövő jelet a kiszajú EF 85 típusú csővel működő, szabályozott erősítésű RF fokozat erősíti és továbbítja az első keverőfokozat rácsára. A keverés additív, a helyi rezgést külön csővel működő elektroncsatolású oszcillátor állítja elő; az oszcillátor- és a keverőcső is EF 80 típusú. A helyi rezgést az oszcillátorcső anódjáról vesszük le, így a modulátorkör visszahatása az oszcillátorkörré viszonylag kicsi. A keverő-fokozatot nem szabad bevonni az önműködő erősítésszabályozásba. A keletkező 2,5 és 3 MHz közötti 1. KF négyhangoltkörös szűrőn át jut a második — multiplikatív — keverőfokozatra, amely a 470 kHz körüli 2. KF-t állítja elő. A második oszcillátor (az ECH 81 triódája) által keltett rezgés frekvenciája az 1. KF és a 2. KF összege. A 2. KF-t két fokozat erősíti, ezeket követi a demodulátor-fokozat, majd a kétfokozatú hangfrekvenciás erősítő, amelyhez a fejhallgató vagy a hangszóró csatlakozik. Nincs jelentősége annak, hogy milyen típusú csöveket használunk; csak az RF részben kell a megadott korszerű, kiszajú csöveket alkalmaznunk.

A készülék bemenetére kapcsolt UR 110 (VR75) típusú ködfénylámpa az antennatekerccset és az első cső rácsát védi a saját adóból származó és a vevőantenna által felvett nagy RF feszültségektől. A  $P_5$  potenciométert úgy kell



129. ábra. Négycsöves, nyolchangoltkörös amatőr-frekvenciaváltó készülék kapcsolása



131. ábra. Szabályozható sávzélességű kvarcszűrő

beállítani, hogy a ködfénylámpa feszültsége csak egy kicsivel maradjon a gyújtófeszültség alatt.

Valamennyi oszcillátor 150 V stabilizált anódfeszültséget kap; a stabilizálást a GR 150 DA (VR150) típusú ködfénylámpa végzi. A gyakorlat azt mutatja, hogy az első oszcillátor rendkívül érzékeny a fűtőkörből származó bűgófeszültségekre. Ilyenkor minden állomás bűgásmoduláltan vehető; hasonló jelenség lép fel akkor is, ha az adóban alkalmazunk elektroncsatolású oszcillátort, illetőleg 0—V—1 kapcsolású vevőkben is. Éppen ezért az oszcillátorcsövet egyenárammal fűtjük.

A hasznos jelet az EAA 91 típusú 7. cső egyik dióarendszere demodulálja; a másik rendszer párhuzamos zajkorlátozó-kapcsolásban működik. Az ugyancsak kettős-dióda 8. cső egyik rendszere az S-mérő, a másik rendszere pedig az önműködő erősítésszabályozás egyenirányítója. Maga az S-mérő csővoltmérőként kapcsolt ECC 81-es típusú cső; a kapcsolást úgy választottuk meg, hogy a műszer pozitív értelemben térjen ki, és hogy eléggé kisérzékenységű (1 mA) alapműszert használhassunk. Ha az alkalmazott műszer érzékenysége ettől eltér, akkor mindkét katódelállás értékét meg kell változtatnunk. A 8. csövet a hangfrekvenciaerősítő 12. csővel kombinálhatjuk (EBF 80). A műszert — foglalatából kihúzott 2. keverőcső mellett — a  $P_3$  jelű potenciométerrel kell kinullázni. Az S-mérő hitelesítése a  $P_2$  potenciométerrel történik, amelyet úgy kell beállítanunk, hogy a készülék antennahüvelyéhez csatlakoztatott frekvenciamérő a műszer teljes kitérését okozza (a 2. keverőcsövet természetesen előzőleg vissza kell helyezni a foglalatába). Ha most a 40 méteres sávban beállítunk erős adót — műsorszórádó is lehet —, akkor a műszernek teljesen ki kell térnie. Ilyen beállítás mellett S8—S9 erősségű a jel, ha a műszer a skála közepéig, és S9 + 40 db erősségű, ha a skála végéig tér ki. A beállítást bekapcsolt erősítésszabályozás mellett kell végezni, és a  $P_4$  jelű RF-érzékenységsszabályozó potenciométert teljesen fel kell csavarni. Minthogy az ECC 81 cső stabilizált anódfeszültséget kap, a beállítás hosszú ideig helyes marad. Az önműködő erősítésszabályozás — amelyet főként távbeszélő üzemmódban használunk — az  $S_2$  átkapcsolóval átváltható kézi erősítésszabályozásra. A kézi szabályozáshoz szükséges negatív előfeszültséget az anódpótlóból jövő közös negatív ágba kapcsolt 300  $\Omega$  értékű ellenállásról vesszük le. Az  $S_2$  kézi szabályozásra átkapcsoló érintkezőjével párhuzamos 3 M $\Omega$  értékű ellenállás önműködő erősítésszabályozás mellett is lehetővé teszi az RF erősítés bizonyos mértékű kézi szabályozását; a vétel minősége nagy zavarok vagy modulálatlan távirójelvétel esetén ezzel is javítható. Az S-mérő mindenesetre csak a legnagyobbra állított RF-érzékenységnél hiteles. Táviró vételnél az RF-érzékenység csak akkora legyen, hogy az S-mérő csak egész kevésbé térjen ki.

A készülék erősítése akkor is elegendő volna, ha nem építenénk be két KF-erősítő fokozatot; minthogy azonban a kellő szelektivitás biztosítására két négyhangoltkörös szűrőre van szükség, két KF-fokozatot kell alkalmaznunk, hogy mindkét szűrőt megfelelően elhelyezhessük. A KF-erősítés így olyan nagy, hogy teljes hangerőnél már zavaróan érvényesül az 1. keverőcső által termelt zajfeszültség; a megfelelő KF-erősítést az 5. cső katódjába kapcsolt  $P_1$  potenciométerrel kell egyszer s mindenkorra beállítani. A beállítás úgy történik, hogy az RF előerősítőcsövet kivesszük a foglalatából és a  $P_1$  potenciométert olyan állásba hozzuk, amelyben az 1. keverőcső által keltett zaj éppen csak hallható. Ha a csövet visszatesszük a helyére, a készülék zaja lényegesen megnő, akkor is, ha az antennát nem csatlakoztatjuk hozzá. Ilyen módon elértük, hogy a készülék alapzajt nem a keverő-, hanem az RF előerősítő-fokozat

határozza meg. A készülék érzékenysége ekkor a legnagyobb. A „Radio und Fernsehen” c. folyóirat 1955. évi 10. számában ismertetett zajgenerátorral mért érzékenység 3 : 1 jel/zaj viszony mellett kb.  $0,7 \mu\text{V}$ . Az önműködő erősítésszabályozás mindössze négy fokozatra hat, amelyek közül a 2. keverőfokozatra a szabályozó feszültségnek csak a felét kapcsoljuk. A szabályozódiódánál evégből osztott munkaelenállást alkalmazunk.

A modulálatlan távírójelek vételére szolgál a lebegtető oszcillátor (14. cső), amely 2. KF  $\pm 4$  kHz frekvenciájú rezgést állít elő, és távbeszélő üzemmódban az  $S_1$  kapcsolóval kikapcsolható. Az  $S_1$  és az  $S_2$  egyetlen  $2 \times 2$  állású kapcsolóba vonható össze. A lebegtető oszcillátor tekercsadatait a 2. táblázat tartalmazza.

A legjobb, ha tekercestestként a kiváló minőségű MV 311 típusú fazék-vasmagot használjuk. A  $80 \text{ pF}$  kapacitású kondenzátor — hőfokkiegyenlítés kedvéért — két részből áll: egy  $500 \text{ pF}$  értékű, DIN E 41349 szabvány szerinti „Tempa S” és egy  $300 \text{ pF}$  értékű, DIN E 41348 szabvány szerinti „Condensa F” kondenzátorból. Ha nem alkalmazunk kvarcvezérlést, akkor a 2. oszcillátornál is szükség van hőfokkiegyenlítésre; a  $100 \text{ pF}$  kapacitást  $70 \text{ pF}$  értékű „Tempa S” és  $30 \text{ pF}$  értékű „Condensa F” kondenzátorból célszerű összeállítani. Trimmerként legalkalmasabb a  $Ko 2496 AK$  típusú. A megadott hőfokkiegyenlítés arra az esetre vonatkozik, ha MV 311 típusú fazék-vasmagot használunk.

Meg kell állapítanunk, hogy a szelektivitás — annak ellenére, hogy a KF-erősítőben két négy- és egy kéthangoltkörös sávszűrőt alkalmaztunk — erősen zavart távírójelek vétele esetén  $470 \text{ kHz}$ -es KF mellett nem teljesen kielégítő. A sávzélesség  $4$  és  $1,8 \text{ kHz}$  között szabályozható. A  $0,2 \text{ mm } \varnothing$ , kétszeres selyemszigetelésű vörösrézhuvalból készült három menetből álló  $L_{cs}$  jelű csatolótekercecseket az árnyékoló serlegen belül, a felső KF-tekercs fölé, a tekercestest nyakára kell csévélni, és egy lakk-cseppel kell rögzíteni. Ha lemondunk a változtatható sávzélességről, akkor a 2. és a 3. sávszűrőt is egyszerűen az 1. sávszűrőhöz hasonlóan készíthetjük el; az eredő sávzélesség ebben az esetben  $2 \text{ kHz}$  körül van. A sávszűrők első és utolsó tekercsén célszerű megcsapolást készíteni, és a csövek anódját, ill. rácát a megcsapolásokhoz csatlakoztatni. Ha van rá lehetőségünk, akkor építsünk be kvarc-szűrőt; a készülék mintapéldánya így készült (131. ábra). Az is egy lehetőség, hogy kisebb frekvenciájú —  $130 \text{ kHz}$  körüli — KF-t választunk; ez azonban esetleg annyira leszűkíti a sávzélességet, hogy nehezzé teszi a távbeszélő adások vételét. A  $130 \text{ kHz}$  körüli KF-ra vonatkozó tekercsadatokat a 3b táblázat tartalmazza. Keskenysávú frekvenciamodulált adások vételére határolófokozat (10. cső) és hozzá csatlakozó diszkriminátor (11. cső és 5. sávszűrő) van a készülékben; a frekvenciamodulált adások vétele ezekkel éppen olyan tiszta, és a hangerő éppen olyan nagy, mint amplitudómodulált adások vételénél. Sőt, a frekvenciamodulált adások vételénél még az az előny is megvan, hogy a határoló-fokozat a légköri zavarokat és az igen közeli frekvencián működő AM adókat nagymértékben elnyomja.

A készülék alváza (chassis) legalább  $48 \text{ cm}$  széles,  $25 \text{ cm}$  mély — a hullámváltóval egybeépített forgódobos tekercskészlet miatt — legalább  $10 \text{ cm}$  magas legyen. Gondosan kell ügyelni a kifogástalan mechanikai stabilitásra. A hálózati részt külön házba építjük, és a tápfeszültségeket többereű kábelben vezessük a vevőhöz. A hálózati rész és a tulajdonképpen vevő ilyen szétválasztása rendkívül ajánlatos, mert különben az oszcillátortekercsek könnyen a hálózati transzformátor szórt mágneses mezéjébe kerülhetnek, ami — főként nagyobb frekvenciákon — rendkívül kellemetlen frekvenciamodu-

lációt okozhat. T9 minőségű táviróvétel ilyen körülmények között nem is lehetséges. A hálózati transzformátornak kell szolgáltatnia az egyenirányítandó anódfeszültséget ( $2 \times 260 \text{ V}/120 \text{ mA}$ ), az egyenirányítócső fűtését, az első oszcillátorcső fűtését ( $10 \text{ V}/1 \text{ A}$ ) és a többi cső fűtését ( $6,3 \text{ V}/4,5 \text{ A}$ ). A hálózati csatlakozóvezetékbe beépített RF szűrőt a vételi zavarokkal foglalkozó részben mondottaknak megfelelően kell megtervezni. A készülék egyes részeit úgy kell elhelyezni és a huzalozásnak olyannak kell lennie, hogy az egyes fokozatokat könnyen és hézagmentesen el lehessen árnyékolni egymástól, és hogy az egyes összekötő huzalok a lehető legrövidebbek legyenek. A huzalozást az URH készülékekre érvényes szabályok szerint kell végezni. A lehetőség szerint használjunk forrcsúcs-sávokat, ezzel növeljük a huzalozás stabilitását. Különösen gondosan kell szerelni az RF előerősítő-, az 1. oszcillátor- és az 1. keverőfokozatot, különben a készülék működése a 10 méteres sávban nem lesz kifogástalan. Nagyon fontos a földelési pontok helyes megválasztása. Minden fokozatnak külön földelési pontja van — a korszerű novál-csőveknél a csőfoglalat árnyékológyűrűjét használhatjuk erre a célra. Minden szűrőkondenzátort a legrövidebben ehhez a ponthoz kell kötni. Ha a készülék a nagyobb frekvenciájú sávokon gerjedésre hajlana, akkor az anódszűrőkondenzátorral  $500 \text{ pF}$  kapacitású kerámia, vagy a legújabb típusú epsilan-átvezető kondenzátort kell párhuzamosan kapcsolni. Általában minden RF körben sikatrop-, stiroflex-, epsilan- vagy csillámkondenzátorokat alkalmazunk.

A készülék fémváza három rekeszre oszlik, amelyeket fémlapokkal hézagmentesen elválasztunk egymástól. A jobboldali —  $22 \times 25 \text{ cm}$  alapterületű — rekeszben foglal helyet az RF rész: a hullámváltóval egybeépített forgódobos tekercskészlet, a forgókondenzátor, az RF előerősítő-, az 1. oszcillátor- és az 1. keverőcső, az „Adás” — Vétel”-átkapcsoló jelfogó és a stabilizátor. A középső —  $11 \times 25 \text{ cm}$  alapterületű — rekeszben helyezük el a 2. keverőfokozatot és a KF-erősítőt, a többi fokozat a  $15 \times 25 \text{ cm}$  alapterületű baloldali rekeszbe kerül. Az RF- és a KF-erősítő csövek rács- és anódkörét elválasztó árnyékoló lemez mindkét oldalt terjedjen a csőfoglalat árnyékoló gyűrűjéig, hogy az árnyékolás valóban hézagmentes lehessen. A cső rács- és anódkivezetése ilyenformán külön-külön kamráskába jut.

A 2. oszcillátor és a lebegtető oszcillátor teljesen tokozott; ez utóbbinak a csöve is az árnyékoló serleg belsejében legyen, a rezgést árnyékolt kábellel vezessük a diódához. Csak így kerülhetjük el, hogy a lebegtető oszcillátor által keltett rezgés már a diódát megelőzően bejusson a KF-erősítőbe.

Nagyon előnyös, ha hosszú, fekvő skálát alkalmazunk. A készülék mintapéldányának a skálamutatója  $27 \text{ cm}$  hosszú úton mozoghat. Az ilyen skála könnyen kalibrálható és áttekinthető.

A készülék behangolását a 2. KF-val kezdjük, és a diódkörtől kiindulva, lépésről lépésre haladunk visszafelé a szignálgenerátorral, és a szűrők rezgőköréit  $470$ , ill.  $130 \text{ kHz}$ -re hangoljuk. A hangolásnak igen pontosnak kell lennie, mert ettől függ a készülék szelektivitása. A sávészellelességváltó hangolás közben „keskeny” állásban legyen. Ezután a 2. oszcillátort hangoljuk be  $3 \text{ MHz}$ -re. A durva hangolást „grid-dip” frekvenciamérővel végezzük, majd az  $50$  méteres hullámhosszra állunk egy rádióvevővel, az oszcillátort pedig úgy hangoljuk, hogy az 1. harmonikus ezen a ponton legyen hallható. Ezután átkapcsolunk a  $20$  méteres sávra, antennát csatlakoztatunk a készülékhez és az 1. KF rezgőköréit a legerősebb sustorgásra hangoljuk. Most kikapcsoljuk az előerősítőt, és a  $3 \text{ MHz}$ -nél a 2. KF értékével kisebb frekvenciára hangolt szignálgenerátort az 1. keverőcső rácsára kapcsoljuk, így végezzük az 1. KF

rezgőkörökének a finom behangolását. Az egész hangolási folyamat — kivéve a demodulátordiódát tápláló rezgőkör hangolását — jól megfigyelhető az S-mérőn. A behangolt rezgőkörök tekercseiben a vasmagot viasszal rögzítjük. A diszkriminátor rezgőkörét (5. sávszűrő) hangoljuk be utoljára. A szignálgenerátort pontosan a 2. KF értékére állítjuk, és a lehetőleg kis amplitudójú jelet betápláljuk a KF-erősítőbe. A 11. cső A jelű katódja és a test közé 50 k $\Omega$  értékű ellenállással sorbakapcsolt, kb. 0,1 mA végkitérésű mikroampermérőt kapcsolunk, és a műszer legnagyobb kitérése alapján behangoljuk a sávszűrő primer rezgőkörét. Ezután átkapcsoljuk a műszert a B jelű pont (erről vezetjük el demodulálás után a hangfrekvenciát) és a test közé, és behangoljuk a sávszűrő szekunder körét; a hangolás akkor pontos, ha a műszeren nem folyik át áram. Ha a szignálgenerátort egyenlő értékekkel — kb. 1–2 kHz-nyivel — elhangoljuk a kisebb és a nagyobb frekvenciák felé, akkor a műszernek mindkét irányba egyenlő mértékben kell kitérnie.

A Görler-gyártmányú tekercskészlet 4 és 9 (földelés) jelű kapcsait egy vezetékdarab köti össze. Ezt feltétlenül el kell távolítani, mert különben ellenőrizhetetlen földhurok keletkezik, ami el nem hárítható gerjedési hajlamosítást okozhat. A tekercsdobon hat lemez van, amelyeken hat hullámsáv tekercsei helyezhetők el. Ebből egyelőre csak ötöt használunk fel; a hatodikra — ha a készüléket később a 2 méteres sáv vételére is alkalmassá akarjuk tenni — a konverter KF sávszűrőjét szerelhetjük fel.

Ha a készüléket adóamatőr-állomáson akarjuk használni, akkor célszerű, ha „Adás — Vétel”-átkapcsoló jelfogót építünk be; a jelfogó olyan kapcsolásokat létesít, amelyek a vevő érzékenységét, ill. erősítését annyira lecsökkentik, hogy a saját adás — a vevő megromlásának a veszélye nélkül — kényelmesen lehallgatható. A jelfogót az adóból jövő feszültség működteti. A jelfogó „rel 1a” jelű érintkezője az RF előerősítő- és az 1. keverőcsőről lekapcsolja a segédárcsfeszültséget, a „rel 1b” jelű érintkező pedig a teljes — kb. 30 V értékű — negatív előfeszültséget rákapcsolja az önműködő erősítésszabályozás vezetékére. A „rel 1b” érintkezővel 0,5 és 3 M $\Omega$  közötti értékű ellenállást kapcsolhatunk sorba. Az ellenállás értékének a helyes megválasztásával elérhető, hogy a saját adást a hangerőszabályozás utánaállításával is normális hangerővel halljuk. A jelfogó egy harmadik érintkezőjével — szükség esetén — rövidrezárhatjuk a készülék bemenetét, feltéve, hogy az állomásnak nincs már eleve beépített antenna-jelfogója.

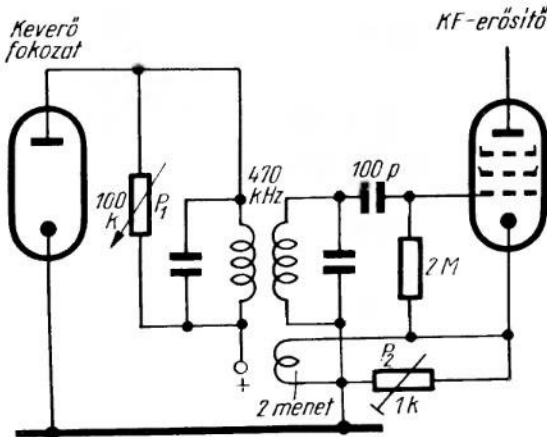
Elkerülhetjük a csalódásokat, és a már kész vevőben nem kell hosszadalmas hibakereséssel foglalkoznunk, ha beépítés előtt minden alkatrészt gondosan megvizsgálunk.

A készülék megépítéséhez felhasznált különleges alkatrészek a következők:

- 1 db KO 2512 AK típusú, hullámváltóval egybeépített forgódobos tekercskészlet, üres tekercstestekkel, 18 trimmerrel,
- 1 db hármasszög,
- 7 db Görler-gyártmányú sávszűrő,
- 3 db MV 311 típusú fazékvasmag,
- 1 db 1 mA méréshatárú milliampermérő.

A szelektivitás a 2. keverőfokozat után alkalmazott visszacsatolással még tovább növelhető; a kapcsolást a 132. ábra mutatja be. A  $P_2$  potenciométert úgy kell beállítani, hogy a primer rezgőkört eltávolítva, a fokozat a begerjedés határán legyen.





132. ábra. KF csillapításcsökkentés

A visszacsatolás mértéke — és ezzel együtt a szelektivitás — a  $P_1$  potenciométerrel szabályozható. Minél kisebb értékre állítjuk be a  $P_1$  potenciométert, annál erősebb a visszacsatolás, és annál nagyobb a szelektivitás. A hangerőség megközelítően változatlan marad, mert a visszacsatolással nyert erősítésnövekedést a primer kör növekedő csillapítása kiegyenlíti. A KF fokozat ebben az esetben nem vonható be az önműködő erősítésszabályozásba; éppen ezért kívánatosnak látszik, hogy az 1. és a 2. keverőfokozat (2. és 4. cső) közé még egy további, nagy mér-

tékben szabályozott erősítésű 1. KF-fokozatot iktassunk be.

A 131. ábrán közölt kvarc-szűrős kapcsolás különleges előnye, hogy a KF-erősítő érzékenysége a sávszélességváltó minden állásában ugyanakkora.

## 5.5 ULTRARÖVIDHULLÁMÚ VEVŐK

A rövidhullámú sávok közül a 28 MHz-es a legnagyobb frekvenciájú; az ennél nagyobb frekvenciájú sávokat ultrarövidhullámú, röviden URH sávoknak (németül UKW = Ultrakurzwellen, angolul VHF = very high frequency) nevezzük. A vevőkészülék-építés technikája ezekben a sávokban eltér a kisebb frekvenciájú sávokon megszokottól; az elvi eltérés azonban nem számottevő. Az URH tartományban csaknem kizárólag szuperrendszerű vevőket használnak, aminek az a magyarázata, hogy a fokozatonként elérhető egyenes erősítés kicsi (2 és 10 között). A korábban elterjedt szuperregeneratív vevővel ma már csak elvétve találkozunk, különféle hátrányai ugyanis nagy mértékben korlátozzák az alkalmazhatóságát. A 80 és a 100 MHz közötti tartományban működő műsorszóró adók létesítése az URH technika rohamos fejlődését vonta maga után. Ma már vannak olyan készülékek, amelyeknek az érzékenysége ebben a hullámtartományban eléri az  $1 \mu\text{V}$ -ot, és ezen a téren az amatőrök is sokat tanulhatnak a készülékgyártó ipartól.

Az URH vevők érzékenységét gyakran az ún. zajtényezővel jellemzik. A zajtényező fogalmát és a felhasználásával történő érzékenységhatározást az 5.56 pontban ismertetjük. A mai készülékekkel elérhető legjobb zajtényező 2 és 10 között van.

### 5.51 Alapvető ismertetés és követelmények

Felmerül a kérdés: milyen URH vevőt használjon az amatőr? Építsen magának speciális URH vevőt, vagy érje be az állomása meglévő rövidhullámú vevőjével, és alkalmazzon hozzá megfelelő konvertert? A kérdést az dönti el, hogy dolgozik-e rendszeresen az URH-tartományban. Ha igen, akkor érdemes speciális, minden követelményt kielégítő URH-szupervevőt építenie; egyébként megfelel a konverter



is. Hordozható vevőnek RF előerősítővel kiegészített szuperregeneratív készülék a legalkalmasabb, mert ebbe kell a legkevesebb anyagot beépíteni. Az RF előerősítőt semmilyen körülmények között nem szabad elhagyni, mert ez gátolja meg a szaggatási frekvenciának és harmonikusainak a kisugárzását, ami pedig vitathatóvá teszi a szuperregeneratív rendszerű készülékek alkalmazhatóságát amatőrüzemben. A szuperregeneratív vevők főbb hátrányai a következők:

1. szelektivitásuk kicsi,
2. jel/zaj viszonyuk kicsi,
3. hajlamosak a szaggatási frekvencia kisugárzására. Hogy milyen mértékű lehet ez a kisugárzás, arra jellemző, hogy kisteljesítményű URH adóvevőkkel végzett kísérletek arra a megdöbbentő megállapításra vezettek, hogy a szuperregeneratív vevő kisugárzásának nagyobb volt a hatótávolsága, mint az adóé!

Az URH amatőr-vevőknél nem szabad szélessávú vételre törekednünk, hanem a készülék szelektivitását kell a lehető legnagyobbra fokoznunk, mert minél szelektívebb a készülék, annál nagyobb az érzékenysége is. Ennek a magyarázata roppant egyszerű: minél keskenyebb a készülék átviteli sávja, annál kevesebbet visz át a készülékzajból is, mert az átviteli sávon kívül eső frekvenciájú zajfeszültségek nem jutnak el a készülék kimenetére; a jel/zaj viszony ezáltal megnő. A nagyobb szelektivitásnak üzemi előnyei is vannak, mert a közeli frekvenciákon működő állomások kevésbé zavarják a vételt. Minél zsúfoltabbak az URH-sávok, annál szelektívebbnek kell lennie a vevőnek.

Mielőtt rátérnénk az egyes készüléktípusok ismertetésére, sorra vesszük az azokkal szemben támasztott követelményeket. A jó URH vevő tulajdonságai a következők:

1. Érzékeny. Frekvenciaváltó készülékkel kellő érzékenység érhető el, habár sok cső kell hozzá. A várható legnagyobb érzékenység 1 és 5  $\mu\text{V}$  között van.

2. Szelektív. Megfelelő szelektivitást is csak szuper-készülékkel érhetünk el, 3 és 10 MHz közötti KF-val, 3–4 sávszűrős, többfokozatú KF-erősítővel.

3. Elektromosan stabil. Ez ma még nem tökéletesen megoldott kérdés; a helyi rezgés frekvenciája a hangolt kört alkotó elemekre ható hőmérsékletváltozás következtében többé-kevésbé ingadozik. Az oszcillátor frekvenciaállandóságának összhangban kell lennie a készülék szelektivitásával, mert ha a frekvenciaingadozás nagyobb mértékű, mint amekkora a vevő sávzélessége, akkor előfordulhat, hogy a már egyszer beállított adás „kicsúszik” az átviteli sávból. Esetleg utánahangolási lehetőségről kell gondoskodni.

4. Jó a tükörszelektivitása. Ez sem megoldott kérdés, mert 100 MHz-nél nagyobb frekvencián a megszokott LC-körökkel legfeljebb 10–15 MHz-re szűkíthető a készülék RF sávzélessége; 2–3 MHz érhető el hangolt tápvezetékekkel, és 0,2–0,5 MHz üregrezonátorokkal. Minthogy pedig többfokozatú RF-erősítők építése és behangolása rendkívül nehéz feladat, gyakran csak egy RF hangolt kört alkalmaznak, sőt, az is előfordul, hogy csak az oszcillátorkör hangolható, a bejövő RF rezgés pedig aperiodikusan csatlakozik a keverőcsőhöz.

5. Mechanikailag stabil. Alapos mechanikai túlméretezéssel biztosítható; az amatőrnek bizonyos mértékig túl kell tennie az iparon is. A készülék szerelőlapja ne készüljön 2 mm-nél vékonyabb alumíniumlemezből, mechanikailag stabil alkatrészeket használjunk, az egyes fokozatok közé tegyünk válaszfalat, az oszcillátorköri elemeket a szerelőlap alatt helyezjük el, az RF- és a keverő-fokozatokat teljesen árnyékoljuk, minden csavart lakkfestéssel biztosítsunk, a huzalozás egyszerű, könnyen áttekinthető és mechanikailag merev legyen.

## 5.52 URH egyenes vevő

URH-kísérleteinket semmi esetre se nagyszuperrel kezdjük, annak ellenére, hogy az biztosan hamarabb „hoz be” valamit, mint a 0—V—1 kapcsolású egyenes vevő: a sok cső csak megteszi a magáét!

Kezdetnek az audion felel meg a legjobban. Elsősorban alkalmas csövet kell választanunk, mert 100 MHz-nél nagyobb frekvencián az elterjedt csőtípusok nem mindegyike használható. A szóbjárható csövek a következők:

RV 12 P 2000	1 m-ig használható pentóda,
RL 12 T 1	0,5 m-ig használható trióda,
4671	} makkcső; 0,3 m-ig használható trióda,
955	
6 C 1 J	
4672	} makkcső; 0,5 m-ig használható pentóda,
956	
6 J 1 J	
LD 1	0,2 m-ig használható trióda,
LD 2	0,5 m-ig használható trióda,
6 J 6	} 0,5 m-ig használható trióda,
ECC 91	
EF 96	
6 AG 5	} 0,5 m-ig használható pentóda,
EC 92	
EC 94	
EC 80	} 1 m-ig használható trióda,
EC 81	
Rd 12 Ta	
ECC 81	} 0,6 m-ig használható trióda,
ECC 84	
ECC 85	
	0,3 m-ig használható trióda,
	ikertrióda,
	ikertrióda,
	ikertrióda.

Az összeállítás nem teljes, azonban alkalmas annak a bizonyítására, hogy az URH amatőrnek elsősorban a megfelelő cső kiválasztása okoz gondot. A ma is gyártott csövek közül csak az ECC91, az EC92, az EC94, az ECC81, az ECC84 és az ECC85, részben pedig az LD1 jöhet számításba. A csőzajra való tekintettel a triódákat kell előnyben részesítenünk, pentódák csak KF-erősítőként alkalmazhatók; ugyanis míg 200 és 500  $\Omega$  közötti helyettesítő zajellenállású triódák is készülnek, a pentódák helyettesítő zajellenállása 500 és 20 000  $\Omega$  között van.

A cső helyes kiválasztása mellett a rezgőkörökre kell a legnagyobb gondot fordítanunk. A rezgőköröket illetően három lehetőség között választhatunk:

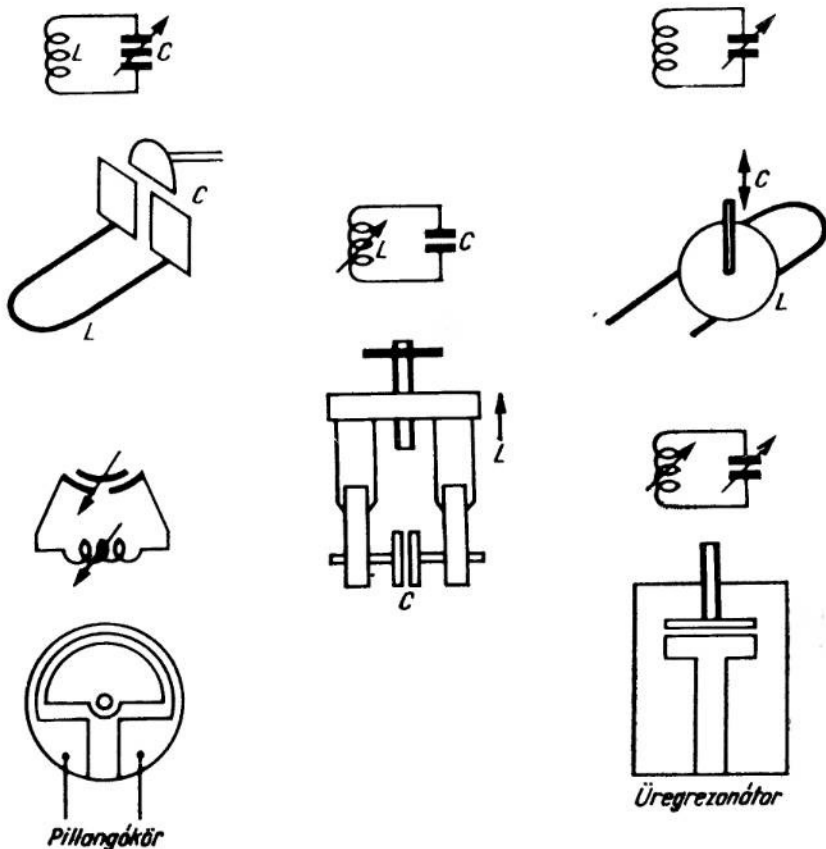
1. A szokásos LC-köröket alkalmazzuk. A forgókondenzátor álló részét két fémlemez alkotja, a forgó részt pedig egy harmadik lemez, amely ezek előtt elforgatható; a tekercs 2—5, kb. 1 cm átmérőjű menetből áll. Ha a rezgőkör minden része ezüstözött, akkor 1—3 k $\Omega$  közötti rezonanciaellenállásra számíthatunk, ami kezdetnek megfelel.

2. Hangolt tápvonalat (Lecher-vezeték) alkalmazunk. A hangolás osztott állórészű forgókondenzátorral, vagy eltolható rövidzárral, esetleg a vezetékhez közelíthető, ill. attól távolítható fémlemezzel történhet. Az elérhető rezonanciaellenállás — a

tápvonal mechanikai tulajdonságaitól függően — 3 és 30 k $\Omega$  között van. Az alkalmazott tápvonal legkisebb hosszúsága a hullámhossz negyedrésze, tehát 2 m esetén 50 cm, ami párhuzamosan kapcsolt kondenzátorral is legjobb esetben 30 cm-re csökkenthető. Mechanikai szempontból elég kedvezőtlen, ennek ellenére a 70 cm-es sávban túlnyomórészt 18 cm hosszú tápvonalat használnak. Könnyen belátható, hogy Lecher-vezetékekkel bajos sokhangoltkörös RF-erősítőket építeni, mert az egyes hangolt köröket alkotó tápvonaldarabokat a sugárzási veszteségek elkerülése érdekében árnyékolni kell, ami nem könnyű feladat. Némi könnyítést jelent, hogy a tápvonaldarabokat gyűrű alakúra hajlíthatjuk.

3. Üregrezonátorokat alkalmazunk; elkészítésükhöz azonban finommechanikai ismeretek szükségesek. Míg a hangolt tápvonal a kétvezetű távvezetékkel alakult ki, addig az üregrezonátor a koaxiális kábelből, ill. a csőtápvonalból származtatható; a  $\lambda/4$  hosszúságú koaxiális kábel darab 20 és 40 k $\Omega$  közötti rezonanciaellenállású, igen szelektív, árnyékolt URH hangolt kört képez. A fejezet végén kitérünk az üregrezonátorok méretezésére is.

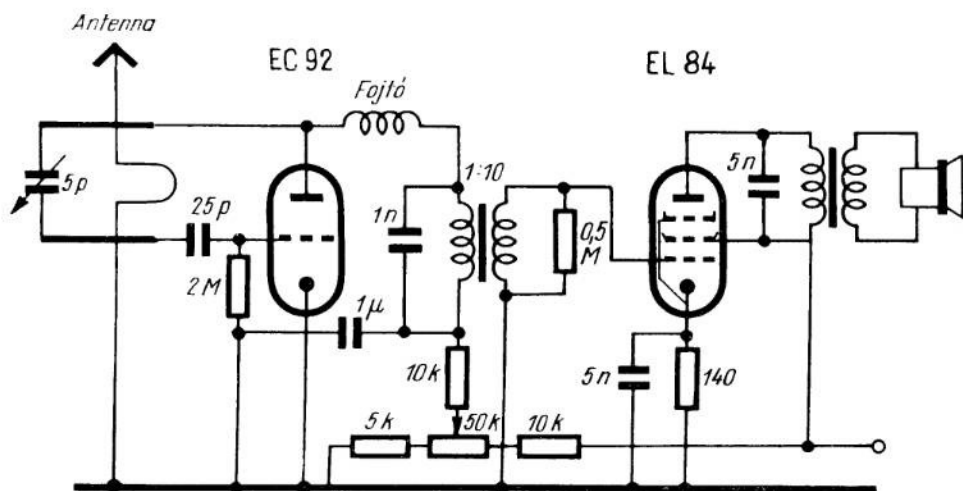
A 133. ábra különféle URH és deciméterhullámú hangolt köröket ábrázol.



133. ábra. URH és deciméterhullámú rezgőkörök

URH készülékek építésénél kövessük azt az irányelvet, hogy az összekötő vezetékek hosszúsága ne haladja meg a  $\lambda/50$  értéket. Ez annyit jelent, hogy pl. a 70 cm-es sávban a rezgőköri RF összekötő-vezetékek kb. 1 cm hosszúak lehetnek! Ha tehát azt akarjuk, hogy egy URH készüléket más is meg tudjon építeni, a kapcsolásán kívül a szerelési rajzát is közölnünk kell.

A 134. ábra hangfrekvenciás erősítővel kiegészített egyszerű URH audion kapcsolását mutatja be, amelyhez az EC 92 és EL 84 típusú csöveket használhatjuk. Valamivel jobb a készülék teljesítménye, ha az EC 92 helyett a 955 típusú makkcsövet alkalmazzuk. A visszacsatolás az anódfeszültség szabályozásával állítható be. Az antenna inductíve csatlakozik a rácshoz; a rácskondenzátor sikkondenzátor, csillám dielektrikummal.



134. ábra. URH audion és hangfrekvenciás erősítő

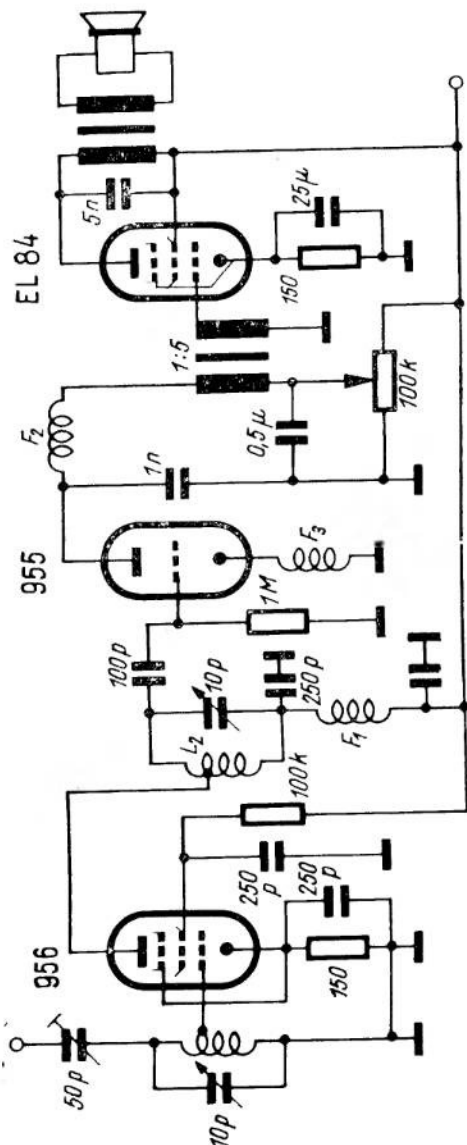
Az egész készülék igen kis helyet foglal el, és az URH-mal való ismerkedésként feltétlenül érdemes megépíteni. Ha a hangolt kört tápvonalдарabból készítjük, akkor kísérleti készülékünk minden követelménynek eleget tesz; hangfrekvenciás teljesítménye kis hangszóró táplálására is elegendő. A készülék *Flewelling*-kapcsolású szuperregeneratív vevőként működik, ha a rácslévezető ellenállás értékét 3–6 MΩ-ra növeljük, és hideg végét nem a testhez, hanem anódfeszültségre kapcsoljuk; ezzel a módszerrel érzékenységnövekedés érhető el.

A szuperregeneratív audion elé RF előerősítő-fokozatot kell kapcsolni, amelyhez a legalkalmasabb cső a 956 típusú makkpentóda, de EF 95 vagy EF 96 is megfelel. Az egyes fokozatokat árnyékoló-doboz oldalapjára célszerű szerelni, így pl. a pentóda anódját és a rácst a lehető legrövidebben csatlakoztathatjuk a megfelelő kapcsolási elemhez. A lemezek cserélhetőek lehetnek, és ezeken helyezhetők el az RF szűrőkondenzátorok és fojtótekercsek is. Hullámváltóval egybeépített tekercskészlet is alkalmazható, ami igen rövid összekötővezetéseket tesz lehetővé.

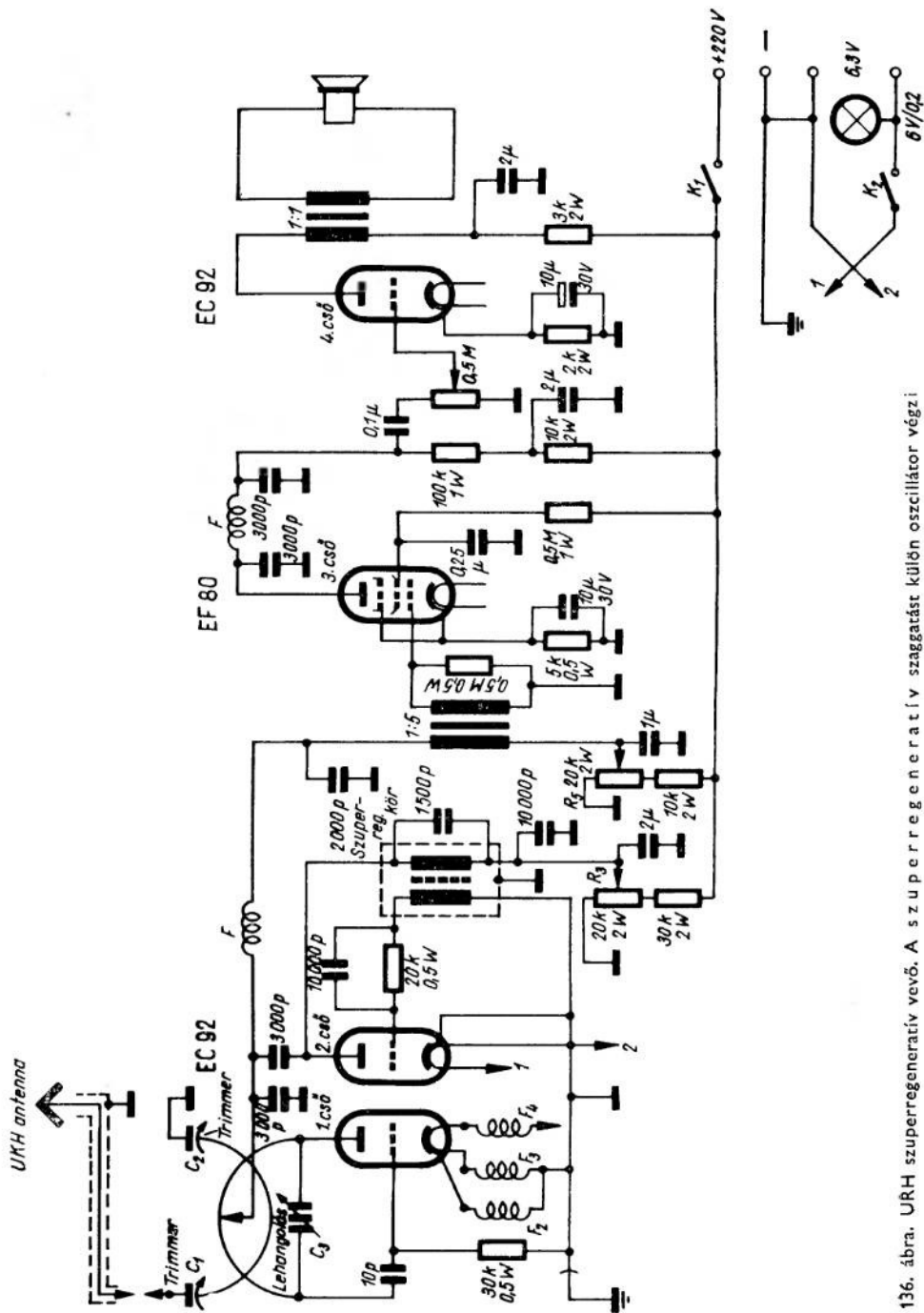
A 135. ábra 1–V–1 kapcsolású URH-vevőt mutat be. Minden kapcsolási elemének ugyanaz a szerepe, mint a megszokott rövidhullámú vevőkben.

### 5.53 Szuperregeneratív vevő

Az URH szuperregeneratív vevő példájaként egy, a 70 cm-es sávban működő készüléket ismertetünk (kapcsolását a 136. ábra mutatja), amelynek kiváló az érzékenysége. Sajnálatos hátránya, hogy kisugározza a szaggató jelet; ezt feltétlenül el kell kerülni, ezért a 135. ábrán közölthöz hasonló kapcsolású RF előerősítő-fokozattal kell kiegészítenünk. A készülék négycsöves;  $\lambda/4$  hosszúságú függőleges antennája van, amelyet a hozzá csatlakozó koaxiális kábeltől vízszintes lemez választ el, megakadályozva azt, hogy a felvett hullámok a koaxiális kábel köpenyén, mint felületi hullámvezetőn terjedjenek tovább. Az antenna induktív csatolásban van a modulátorkörrel, és a  $C_1$  és a  $C_2$  kondenzátorokkal maga az antennakör is hangolható. A 955 típusú makk-cső ultra-audion kapcsolású. A hangoló-kondenzátor fegyverzeteit két  $10 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$  nagyságú rögzített lemez alkotja, amelyek között kerámiából készült lemez forgatható. A hangolás ilyen módon egymással érintkező fémfelületek mozgatása nélkül megy végbe; a kör csillapítása mindenestre annál nagyobb, minél jobban beforgatjuk a dielektrikumot. A cső katódvezetékeibe és fűtővezetékeibe  $1 \text{ mm}$  átmérőjű ezüstözött vörösréz-huzalból készült  $\lambda/4$  fojtókat iktatunk.  $6 \text{ J } 5$  típusú, Meissner-féle oszcillátor-kapcsolású trióda állítja elő a mintegy  $300 \text{ kHz}$  frekvenciájú szaggató rezgést, amely az audiont anódban modulálja. A  $6 \text{ J } 5$  típusú cső helyett  $\text{EC } 92$  is használható. Az  $F_1$  jelű fojtó megakadályozza, hogy az RF rezgések a hangfrekvenciás transzformátorra jussanak. A szaggató rezgést előállító oszcillátorcső anódfeszültsége az  $R_3$ , az audion anódfeszültsége az  $R_5$  jelű potenciométerrel szabályozható. A szaggató jel amplitudóját és a visszacsatolás mértékét tehát egymástól függetlenül szabályozhatjuk, és így — az egyfokozatú, önszaggató szuperregeneratív audionnal ellentétben — lehetőségünk van arra, hogy a legkedvezőbb munkapontot állítsuk be. Az audion-egyenirányítás útján nyert hangfrekvenciát az  $\text{EF } 80$  típusú 3. cső erősíti, majd a



135. ábra. URH 1—V—1 kapcsolás



136. ábra. URH szuperregeneratív vevő. A szuperregeneratív szaggatást külön oszcillátor végzi

0,5 M $\Omega$  ellenállású hangerősszabályozó potenciométeren keresztül jut a végerősítő 4. cső rácsára. A végerősítő fokozatot kimenő transzformátor illeszti a hangszóróhoz, ill. a fejhallgatóhoz. A hangfrekvenciás bemenő transzformátorral párhuzamosan kapcsolt 0,5 M $\Omega$  értékű ellenállás segítségével elkerülhető az audion túlságosan kemény koppanásszerű begerjedése. Az  $F_5$  jelű fojtótekerccset és a hozzá csatlakozó két 3 nF értékű kondenzátor az RF jel maradványait szűri ki, és ezzel megakadályozza, hogy a hangfrekvenciás fokozat begerjedjen. A kapcsolási rajzon valamennyi kapcsolási elem értékét feltüntettük.

A szuperregeneratív audion szaggató feszültsége a segédrácsra vagy a fékezőrácsra is betáplálható. A hangolt kör — veszteségeinek csökkentése és mechanikai stabilitásának a növelése érdekében — a csőfogalattal közös kerámia-lemezre szerelhető. Az induktivitást beégetett vörösréz-hurok alkotja, az 1. cső anódját és rácsát elválasztó kondenzátor pedig beforrasztható a hurokba. A hangolt kört hordó lemez trolitulból is készíthet; az induktivitás-hurkot vörösréz-fóliából vágjuk ki, és forró vasalóval belevasaljuk a trolitulba, amely megolvad a vörösréz-fólia körül, majd kihűlve megszilárdul és rögzíti azt. A hurok rács felőli végére vasaljuk rá a csatoló-kondenzátort, mégpedig a következőképpen: a vörösréz-fóliára vékony trolitul-lapot helyezünk, erre pedig ismét vörösréz-fóliát. Meleg vassal rávasalva már készen is van a csatoló-kondenzátor. A hurokvégeket ezután csatlakoztathatjuk a csőfoglat megfelelő kivezetéseihez. Mielőtt a csövet behelyeznők a foglatba, ohm-mérővel vagy ködfénylámppal ellenőrizzük, nincs-e galvanikus kapcsolat a hurok két vége között; ebben az esetben ugyanis a rács megkapná a teljes anódfeszültséget, és a cső tönkremenne.

A szuperregeneratív vevő érzékenysége igen jó, ami annak köszönhető, hogy közvetlenül a gerjedési határ környezetében dolgozik. Egyetlen szuperregeneratív fokozattal  $10^5$  nagyságrendű erősítés érhető el. Hátránya a kis szelektivitás és a jellegzetes „szuperregeneratív sustorgás”. A szaggató jel kelti ezt a zajt, amelynek a jelenlétéből a szuperregeneratív működésre következtethetünk. Ez az erős zaj, amely a forrásban levő víz sustorgására emlékeztet, azonnal megszűnik, amint a készüléket valamilyen adásra hangoljuk. Ha a szuperregeneratív sustorgás nem hallható, akkor baj van a szuperregeneratív működéssel; a készülék vizsgálatánál erre is ki kell térni. A szuperregeneratív vevő további hátránya a zavaró kisugárzás, amely feltétlenül meggátolendő, különben használata tilos.

## 5.54 URH előerősítő és konverter

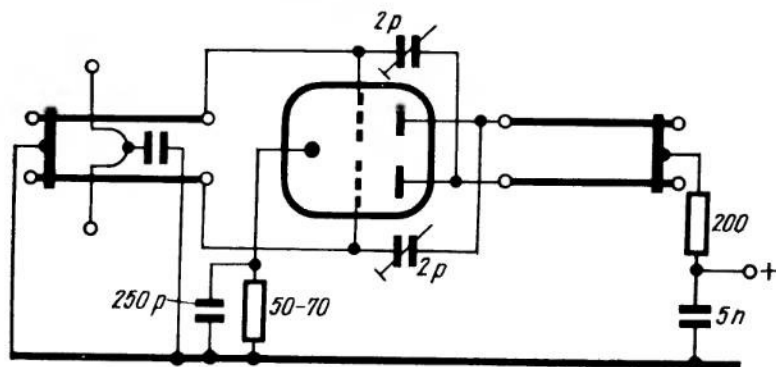
Az egyszerűbb vevőkapcsolások ismertetése után áttérünk a napjainkban legelterjedtebb szuper-kapcsolásra. Különbséget kell tennünk a frekvenciaváltó-előtét (konverter) és a teljes URH frekvenciaváltó-készülék között. Az előtétnél ismét két megoldás használatos:

- A KF állandó, az oszcillátor-frekvencia pedig változó; ez a megoldás egyszerűbb, azonban nem olyan stabil, mint a b) szerinti.
- Az oszcillátor-frekvencia állandó és a KF változik. Ebben az esetben igen stabil, kvarcvezérlésű oszcillátort célszerű alkalmazni.

Az a) megoldásban a konvertert, a b) megoldásban pedig a konverterhez csatlakozó alapkészüléket hangoljuk.

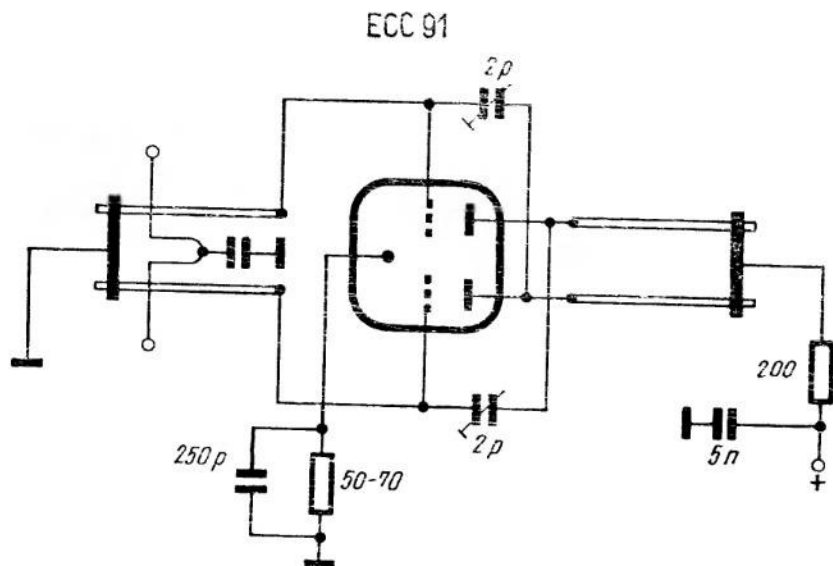
Az URH vételt nagymértékben befolyásolja a készülékzajt; éppen ezért a keverőfokozat előtt szívesen alkalmaznak a készülékzajt csökkentő triódás RF előerősítőt.



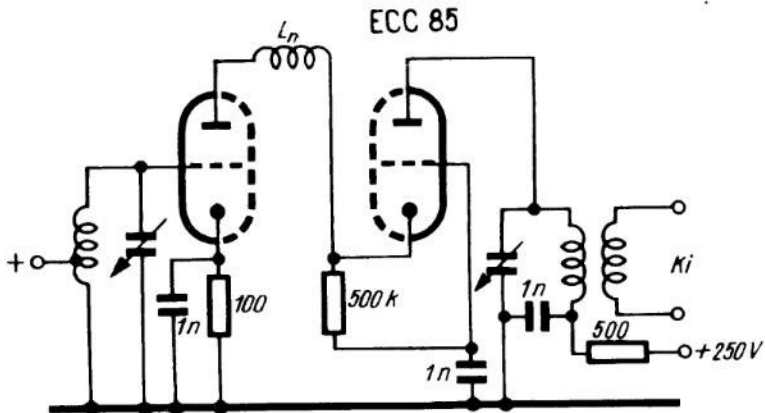


137. ábra. Ellenütemű RF-erősítő; rezgőkörei hangolt tápvonalak

RF előerősítés még 420 MHz frekvencián is lehetséges. A 137. és 138. ábra két jól bevált, 6 J 6, ill. ECC 91 típusú csövel működő ellenütemű RF előerősítő-kapcsolást mutat be. Minthogy a triódák anód-rács-kapacitása gerjedést okozhat, kapacitív vagy induktív neutralizálást kell alkalmazni. A neutralizálás legegyszerűbb módja, ha 1 mm átmérőjű vörösréz-huzal-darabra szigetelő csövecskét húzunk, amelyikre vékony vörösréz-kötőhuzalt tekercselünk fel; a hangolás úgy történik, hogy a csövecskét kevésbé vagy jobban ráhúzzuk a vezetékdarabra, és a megfelelő helyzetben ragasztóval (rudol vagy duosan) rögzítjük. 3–5 cm hosszú szalagkábel-darab is megfelel a célnak, amelyet hangolás közben a megfelelő méretűre vágunk. Ellenütemű RF-erősítőkn kívül még kaszkód-kapcsolású és földeltrácsú RF-erősítők is használatosak; mind

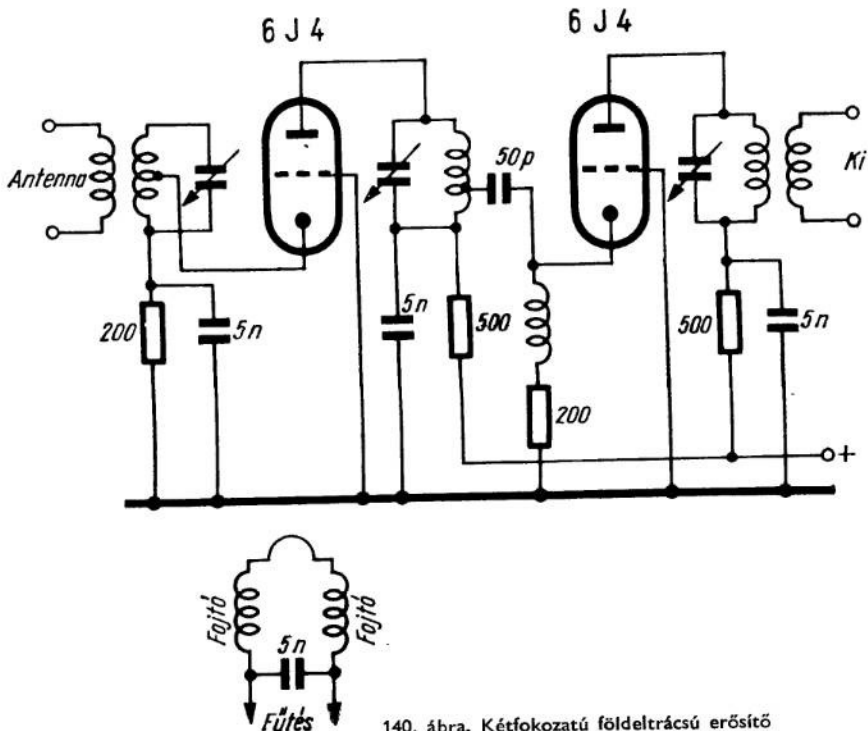


138. ábra. Ellenütemű URH RF-erősítő



139. ábra. Kaszkódkapcsolású RF-erősítő

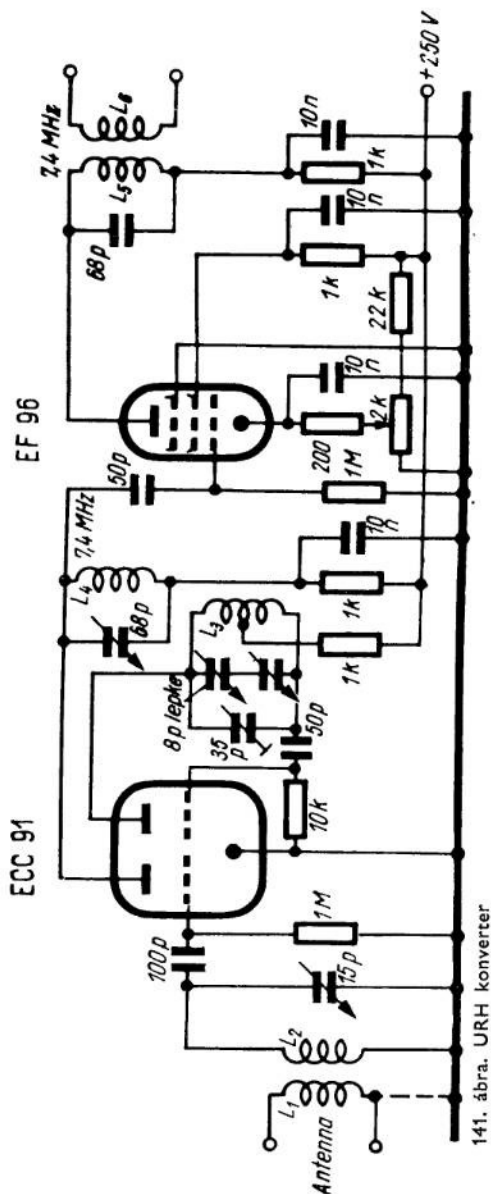
a kettőre bemutatunk egy-egy példát. A 139. ábra kaszkód-kapcsolású erősítőt ábrázol. A tekercs adatokat nem közöltük, mert azok hullámsávonként változnak. Erősítőcsőként ECC 85 típusút alkalmaztunk. Az  $L_n$  neutralizáló tekercsnek kb. a sáv közepén kell rezonanciában lennie. A csövek fűtésébe bifiláris tekercselésű RF fojtókat kapcsolunk, amelyeknek a cső rácskatód-kapacitásával együtt a vett legnagyobb frekven-



140. ábra. Kétfokozatú földeltrácsú erősítő

ciára kell hangolva lenniök. Minthogy a kaszkód-kapcsolásban a két csövet egyenáramúlag sorbakapcsoljuk, 300 V tápfeszültség esetén egy-egy csőre 150 V jut. A második cső ráselőfeszültségét célszerűbb a tápfeszültségforrásra kapcsolt feszültségosztóról levenni.

A földeltrácsú trióda-kapcsolás kisebb frekvenciákon nem használatos. Ebben a kapcsolásban a cső rácsát földelik, amely ezáltal elektrosztatikus árnyékolást képez az



141. ábra. URH konverter

anód és a katód között; az anód- és a katódkör közötti csatolás lehetősége így a legkisebbre csökken. A 140. ábrán kétfokozatú földeltrácsú erősítő kapcsolása látható. Erősítése meglehetősen kicsi. Fontos a fűtőkör jó RF fojtása. A földeltrácsú trióda bemenő ellenállása igen kicsi (200–500 Ω) — ebből a szempontból a tranzistorra hasonlít —, éppen ezért a hangolt kör megcsapolásához kell csatlakoztatni. A megcsapolás helyét a legkisebb készülékzaj alapján kell kiválasztani; ennek megállapításakor jó szolgálatot tesz a zajdiódás zajgenerátor.

A keverő-fokozatban egyenes és ellenütemű kapcsolású triódák is használhatók. Kapcsolásuk nem különleges, részletes ismertetésük így mellőzhető. Az oszcillátorfeszültség lehetőleg kicsi legyen; a legtöbb esetben 0,5–3 V effektív feszültség elegendő. A csatoló-kondenzátor kapacitása 1 pF körül van. Ha az egyszerűbb felépítésű pentódás keverőfokozatot választjuk, ügyeljünk arra, hogy a pentóda segédtrács- és anódiáramát a készülékzaj csökkentése érdekében a lehető legkisebbre állítsuk be. Pentódás keveréshez kisebb oszcillátor-feszültség is elegendő, és így kevésbé veszi igénybe a csövet, mint trióda esetén. Az anódiáramot a segédtrácsfeszültség szabályozásával állíthatjuk be a kívánt kis értékre. Parazita rezgés (vadrezgés) keletkezését a keverőcső anódja és katódja közé kapcsolt 10–25 pF kapacitású kondenzátorral akadályozhatjuk meg; a kondenzátort forrasszuk közvetlenül a csőfoglat megfelelő kivezetéseire. Az első sávszűrőt természetesen utána kell hangolni.

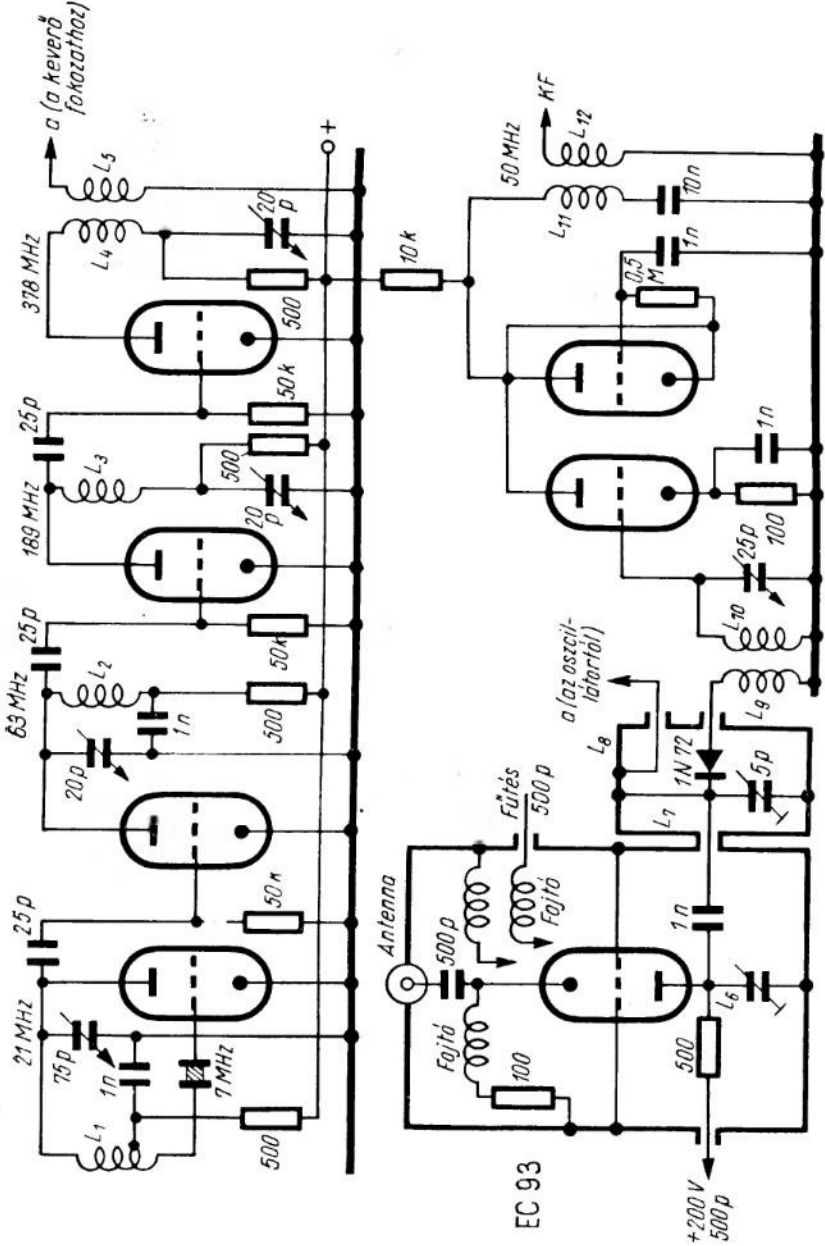
Az oszcillátornak rendkívül stabilnak kell lennie. A hangolható oszcillátor huzalozása a lehető legmerevebb legyen, és mart lemezű, golyós csapágyszású hangolókonduktort alkalmazunk. A szabadon álló — nem tekercstestre csévél — tekercsek meneteit duosan-ragasztással rögzítjük. Nagyobb frekvenciákon ECC 91 csővel működő ellen-ütemű oszcillátort alkalmazását javasoljuk, hangolt tápvonal-rezgőkörökkel.

Az a legelőnyösebb, ha a KF a vett RF-nak kb. a 10%-a. A 28 MHz-es sáv vételéhez tehát kb. 3 MHz, a 420 MHz-es sáv vételéhez kb. 50 MHz a legkedvezőbb KF. A nagy KF-nak azonban az a hátránya, hogy kicsi a fokozatonként elérhető erősítés, és megnő az átvitt sáv szélessége is. Éppen ezért minden egyes esetben külön meg kell fontolni: nem érdemes-e kettős transzponálást alkalmazni, mert ez nyújtja a legjobb szelektivitást. A 420 MHz-es sáv vételére szolgáló szupervevő általában a következő fokozatokból áll: RF előerősítő, 1. oszcillátor, 1. keverő, két 1. KF-erősítő fokozat, 2. oszcillátor, 2. keverő, két 2. KF-erősítő fokozat, demodulátor, hangfrekvenciás előerősítő, végerősítő. Mindehhez 11—12 csőre van szükség, ha pedig 1. oszcillátorként kvarcvezérlésű, állandó frekvenciájú oszcillátort kívánunk használni, akkor az 1. KF-erősítőnek hangolhatónak kell lennie. A készülék szemelláthatóan meglehetősen drága lesz, de az árával arányos a teljesítménye is.

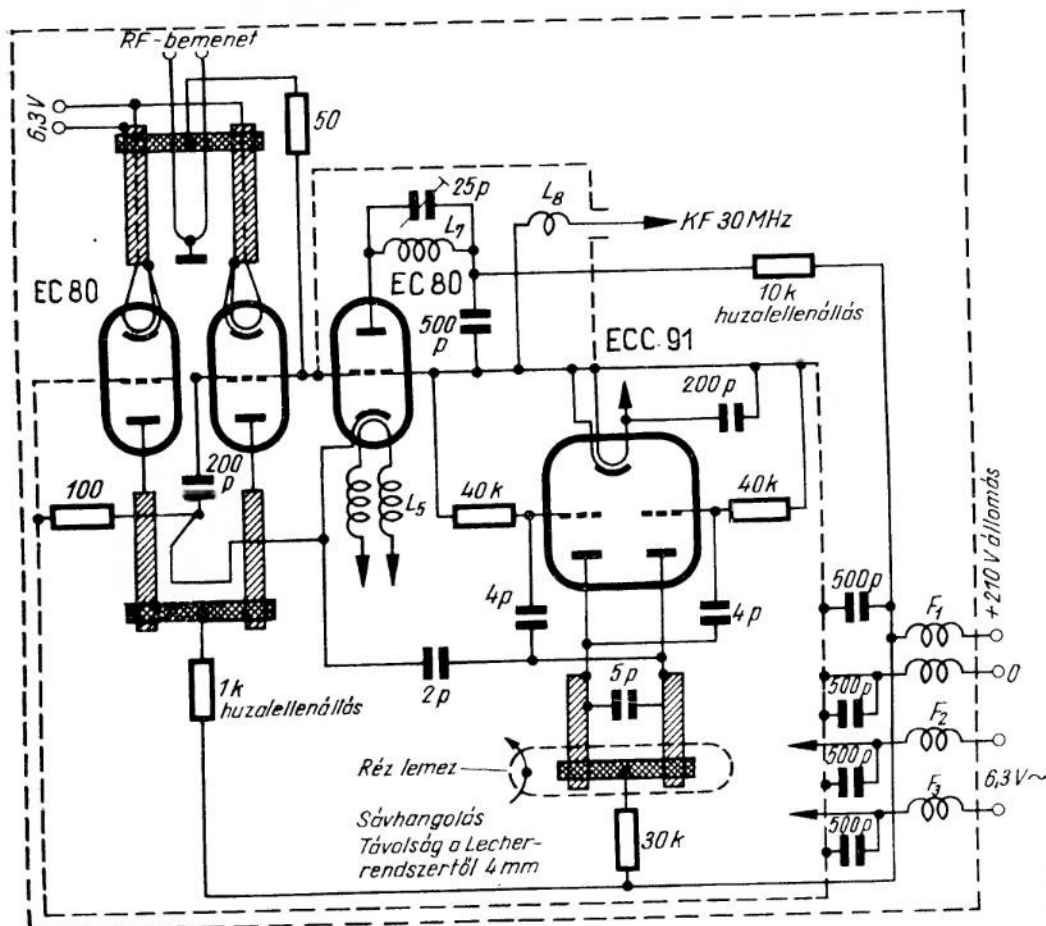
Az URH vevőkkel foglalkozó rész befejezésekképpen ismertetünk néhány szuperkapcsolást.

Az első egyszerű, az 50 és a 144 MHz-es sáv vételére alkalmas szuper-előtét. Keverő- és oszcillátorcsöve ECC 91 típusú ikertrióda, KF-erősítő csöve EF 96 típusú pentóda. A készülék erősítése lehetővé teszi, hogy a csatolás az alapvevőhöz laza legyen, és így visszahatásokra ne kelljen számítani. A modulátor- és az oszcillátor-tekercs kerámikus csőfejre, cserélhetően készüljön. A 141. ábra mutatja be az előtét-készülék kapcsolását, amelyben nincs semmi különlegesség. Üzembehelyezés előtt grid-dip frekvenciamérővel vagy lazán csatolt tápvonallal ellenőrizni kell az oszcillátor frekvenciáját. A készülék a tekercs-menetek kihajlításával hangolható a kívánt sávra. KF-ként 7 MHz-et választottunk. Természetesen más KF is alkalmazható, feltéve, hogy az alapvevő vételi körzetén belül van.

A 70 cm-es sáv vételére jól használható, kristályvezérlésű, hangolt tápvonal-rezgőkörökkel működő előtét-készülék kapcsolása látható a 142. ábrán. Első fokozata földeltrácsú RF-előerősítő, amely a keverő-fokozatot elválasztja és függetleníti az antenától, ezenkívül javítja a jel/zaj viszonyt. Az oszcillátor-frekvencia 378 MHz, amelyet 7 MHz önfrekvenciájú kvarccal vezérelt oszcillátorból kiindulva, három háromszorozó és egy kétszerező fokozattal állítunk elő, vagyis az alappfrekvencia megötven-négyszerezésével. A venni kívánt sáv 420 MHz-től 430 MHz-ig terjed, a keletkező KF tehát 42 MHz és 52 MHz között változik; az alapvevőnek e két frekvencia között kell hangolhatónak lennie, ami nem is olyan egyszerű dolog. A keverő-fokozatban 1 N72 típusú szilícium-kristálydiódát találunk; az oszcillátorfeszültség becsatolása induktíve történik. A keverő-fokozathoz szélessávú, kaszkód-kapcsolású KF-erősítő csatlakozik. Az RF előerősítőt és a keverő-fokozatot U-alakú vörösréz-alaplemezre kell szerelni. A keresztmetszet négyzet alakú, élhosszúsága 35 mm; a belső vezető 6 mm  $\varnothing$  ezüstözött vörösréz. A keverő-kör külső hossza 140 mm, az RF köré 250 mm; a keverő-kör belső vezetője 125 mm, az RF-erősítő köré 200 mm hosszú. Az RF-erősítő rádiófrekvenciás feszültségének a keverőbe történő betáplálása az anód-feszültség felőli végétől 25 mm-nyire csatlakozik a belső vezetőhöz; ez a pont további 45 mm távolságban van az RF-kör belső vezetőjének anód felőli végétől. A kristály-



142. ábra. Kvarcevezérlésű konverter a 70 cm-es sávra



143. ábra. Steinhauser-kapcsolású konverter a 70 cm-es sávra

dióda a hideg végétől 45 mm-nyire csatlakozik a keverő-kör belső vezetőjéhez. Valamennyi RF rész ezüstözött. A tápfeszültségek betáplálása 200–300 pF kapacitású kalit-, vagy 2–3 nF kapacitású epsilan-átvezetőkonkondenzátorokon át történik.

Hangolt oszcillátorú konverter számára kedvezőbb a H. F. Steinhauser szerinti kapcsolás, amely a 143. ábrán látható, és tartalmaz néhány különlegességet. A bejövő RF jeleket földeltrácsú, ellenütemű fokozat erősíti; a rezgőkörök hangolt tápvonalak alkotják. A felerősített RF jeleket induktíve csatoljuk az ugyancsak földeltrácsú, EC 80 típusú trióda katódköréhez. Az ellenütemű oszcillátor ECC 91 típusú csövel működik. A helyi rezgés kapacitíve csatlakozik a keverőcső katódköréhez; a keverőcső anódkörét 30 MHz-re hangolt KF rezgőkör alkotja. Az oszcillátort a rezgőkörét képező tápvonal közelében elforgathatóan elhelyezett vörösréz-lemezzel hangoljuk, amellyel megváltoztathatjuk a tápvonal hullámellenállását. A durva hangolás a tápvonal rövidzárjának a tologatásával végezhető. Minden fokozat külön árnyé-

koló dobozban van, és minden tápfeszültséget fojtótekerccsel és kondenzátorral szűrünk. A tökéletes RF árnyékoltság kedvéért az egész készüléket még egyszer árnyékoljuk. A készülék érzékenysége 3–5  $\mu\text{V}$ .

### 5.55 URH frekvenciaváltó és kettős frekvenciaváltó készülék

Az eddig ismertetett konvertereknek meglevő, jó alapvevőhöz kell csatlakozniuk. Ha az amatőr állandóan URH-on dolgozik, akkor azt ajánlhatjuk, hogy ne foglalja le konverterével az állomás RH vevőjét, hanem építsen magának külön URH szupervevőt. A rádiógyárak is készítenek műsorvevő URH frekvenciaváltó-készülékeket, amelyeknek az érzékenysége eléri az 1  $\mu\text{V}$ -ot; sajnos, ezek amatőr-célokra nem használhatók, mert átviteli sávzélességük 100 kHz, KF-juk pedig 10,7 MHz, ami FM-nál megfelelő, amatőr-célokra azonban kisebb KF-t célszerű választani.

Ha a készülék RF részébe kvarcvezérlésű oszcillátort építünk be, akkor magától értetődően kettős transzponálású készüléket kapunk, változtatható 1. KF-val. Ha csak egyszeres frekvenciaváltó-készüléket akarunk építeni, akkor változtatható frekvenciájú oszcillátort kell alkalmaznunk, ami stabilitás szempontjából nem a legkövetelmesebb. A gyárak — nagyobb ára ellenére — általában az első megoldást választják.

Igen érzékeny, egyszeres URH frekvenciaváltó vevő kapcsolása látható a 144. ábrán. Előerősítő-fokozata kaszkód-kapcsolású, KF-ja 3 és 5 MHz között van. A KF pontos értéke nem lényeges; megállapítása úgy történik, hogy egy másik vevővel olyan frekvenciát keresünk a 3 és 5 MHz közötti sávban, amelyiken nem dolgozik erős adó. KF zavarok elkerülése érdekében a szimmetrikus antennavezetékbe két zárókört építünk be. A körök földhöz képesti kapacitása a lehető legkisebb legyen; legcélszerűbb, ha trolitul-lemezre szereljük. Az antenna-tekerics közepét tetszés szerint földelhetjük. Az  $L_n$  jelű tekerics a kaszkód-fokozat neutralizálására szolgál. A keverés additív, a keverőcső triódának kapcsolt EF96 típusú pentóda. A mintegy 2,5 V effektív feszültségű helyi rezgést 1 pF kapacitású kondenzátoron át csatoljuk a keverő-körbe. Az oszcillátor ellenütemű, a rezgőkört 135 mm hosszú tápvonal-darab alkotja. A hangolás  $2 \times 16$  pF kapacitású lepke-forgóval történik; a vételi sáv 25 pF kapacitású, levegő-dielektrikumú trimmerrel állítható be. Frekvencia-ingadozások elkerülése végett az 1. oszcillátort stabilizált anódfeszültséggel tápláljuk az egész oszcillátor-kört a lehető legstabilabban építjük meg, és a szerelő-lap alján helyezük el. A keverő-fokozathoz kétfokozatú KF-erősítő csatlakozik; az első fokozat erősítését változtatható értékű katódenállással szabályozhatjuk. Az URH készülékekben az önműködő erősítésszabályozásról le kell mondanunk; mind a két KF-erősítő teljes erősítéssel működik. A demodulálást germánium-dióda végzi; a hangfrekvenciás erősítő és a hálózati rész kapcsolása nem tér el a megszokottól, és külön magyarázatot nem igényel.

Az ilyen egyszeres frekvenciaváltó-vevő érzékenysége 3 és 5  $\mu\text{V}$  között van. Ha AM-adásokon kívül FM-adásokat is akarunk venni tudni, akkor demodulátorként szorosan csatolt aránydetektort kell alkalmaznunk. A helyesen behangolt, lazán csatolt aránydetektor AM-jelek iránt viszonylag érzéketlen. Megváltozik azonban a helyzet, ha szorosan csatoljuk, és szándékosan félrehangoljuk; ebben az esetben egyformán használható AM- és FM-demodulálásra.

A kettős transzponálású frekvenciaváltó-vevő különleges példaként az American Radio Relay League (ARRL) által kifejlesztett „Superinfragenerator”-t ismertetjük;



kapcsolását a 145. ábra mutatja be. Ennek az érdekes kapcsolású készüléknek az 1. KF-ja — amely a megkívánt szelektivitást biztosítja — meglehetősen kicsi: 1,5–4 MHz. A 2. KF 22 MHz; ezt külön szaggató-fokozattal működő szuperregeneratív audion demodulálja, majd a megszokott hangfrekvenciás erősítő következik. A szuperregeneratív audion alkalmazása igen nagy érzékenységet eredményez.

Az elvi felépítés nem korlátozható az URH tartományra; talán hosszabb hullámokon is érdemes volna kipróbálni. Visszatérve a kapcsolásra: az EF 96 típusú csővel működő RF előerősítő elválasztja a keverő-fokozatot az antennától, meggátolja a zavaró kisugárzást, és javítja a jel/zaj viszonyt. Az ugyancsak EF 96 típusú csővel működő keverő-fokozatban multiplikatív keverés történik; keverőrácsként a cső fékezőrácsát használjuk. A létrejövő 1. KF-t egy fokozat (EF 80 csővel) erősíti, majd a hexódás 2. keverő-fokozat átváltja a 22 MHz frekvenciájú 2. KF-ra. A 2. KF inductíve csatlakozik az EF 89 típusú csővel működő szuperregeneratív audionhoz. Az audion ECO-kapcsolású, a visszacsatolás mértéke a segédárcsfeszültség változtatásával szabályozható. A szabályozó potencióméter egyuttal a 100–200 kHz frekvenciájú szaggatójel nagyságát is szabályozza. Az audion beállítása a szaggatójel ütemében változik: hol a begerjedés határán innen, hol pedig azon túl van, vagyis állandóan a legnagyobb érzékenységu pont körül ingadozik. A fokozat erősítése ilyen módon rendkívül nagy. A szaggatójelet az audion anódkörébe kapcsolt szívókör tartja távol a hangfrekvenciás fokozattól.

## 5.56 A 70 cm-es sáv vételi problémái

A méter-hullámok tartományában (a 144 MHz-es sávig bezárólag) koncentrált kapcsolási elemekből összeállított hangolt körökkel is építhetünk nagyerősítésű, kiszajú vevőket. A 70 cm-es sávban ez már nem megy; itt van a közönséges rezgőkörök és a hangolt tápvonal-rezgőkörök, ill. csőrezonátorok alkalmazási területe közötti határ. A 70 cm-es sávban dolgozó amatőrnek meglehetősen magasfokú finommechanikai készséggel és ismeretekkel kell rendelkeznie, az egyes alkatrészek és csövek pedig drágábbak, mint a hosszabb hullámú sávokon. A nehézségekért azonban kárpótol az, hogy a sávban végzett munka egyre újabb meglepetésekkel szolgálhat. A sáv a legszélesebb az URH amatőrsávok közül, és amatőr TV-üzemet és impulzus-modulációt is lehetővé tesz. Még ebben a sávban is — igaz ugyan, hogy csak hangolt tápvonal-rezgőkörökkel — lehetséges RF-erősítés. A katódkört egyáltalában nem hangoljuk, mert ez — kis ellenállása következtében — amugyis szélessávú. Az ilyen RF fokozat zajtényezője 7–10 dB, ami viszonyszámban 5 és 8 között van. A deciméterhullámok tartományában — mint ezt korábban már említettük — az érzékenységet gyakran nem  $\mu\text{V}$ -ban adják meg, hanem az ún. zajtényezővel határozzák meg. A most következőkben röviden ismertetjük a zajtényező fogalmát és kiszámításának a módját. Az  $R$  ellenállás által keltett zajfeszültség effektív értékének a négyzete elméleti megfontolások alapján a következő összefüggéssel adható meg:

$$U_z^2 = 4 \cdot kT \cdot R \cdot B,$$

ahol  $U_z$  a zajfeszültség effektív értéke  $V$ -ban,  
 $k$  a Boltzmann-féle állandó  $= 1,371 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}^\circ$ ,  
 $T$  a hőmérséklet  $\text{K}^\circ$ -ban (vagyis az abszolút nullaponttól — tehát  $-273 \text{ C}^\circ$ -tól — számított ún. abszolút hőmérséklet, amelyet Kelvin-fokban mérnek),  
 $B$  a sáv szélesség  $\text{Hz}$ -ben.

Példaképpen számítsuk ki, mekkora zajfeszültséget kelt 20 °C hőmérsékleten, 1 MHz sávszélesség esetén az 1 kΩ értékű ellenállás:

$$U_z^2 = 4 \cdot 1,371 \cdot 10^{-23} \cdot 293 \cdot 10^3 \cdot 10^6 = 1600 \cdot 10^{-14} = 16 \cdot 10^{-12},$$

amiből négyzetgyököt vonva:

$$U_z = 4 \cdot 10^{-6} \text{ V} = 4 \text{ } \mu\text{V}.$$

Ekkora zajfeszültséget kelt az ellenállás, mint zajgenerátor. Ha az ellenállást áramkörbe kapcsoljuk, akkor abban a zajfeszültség hatására zajáram folyik. Az ellenállásból, mint zajgenerátorból kivethető legnagyobb zajteljesítmény, melyet a négypóluselmélet törvényeinek megfelelően akkor ad le, ha a fogyasztót illetően kapcsoljuk rá, vagyis ha  $R_b = R_k = R$ :

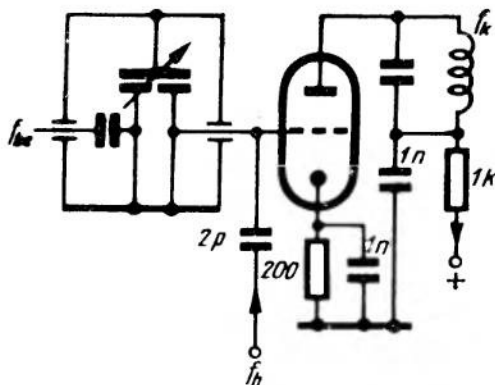
$$N_{z \max} = \frac{U^2}{4R} = \frac{4 \cdot kT \cdot R \cdot B}{4R} = kT \cdot B.$$

Ha a  $B$  szélességű frekvenciasávot átvivő vevőkészüléket illetően kapcsoljuk az antennára, akkor ez az éppen  $kT \cdot B$  értékű bemenő RF teljesítmény olyan kimenő zajteljesítményt szolgáltat, amely az ideális, tehát saját zaj nélküli készüléket jellemzi. Ennek a teljesítménynek egységnyi — 1 Hz — sávszélességre vonatkoztatott értéke  $kT$ , illetőleg a 20 °C-nak megfelelő  $T_0 = 273 + 20 = 293 \text{ K}^\circ$  szobahőmérsékleten:

$$kT_0 = 1,371 \cdot 10^{-23} \cdot 293 = 4 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz}.$$

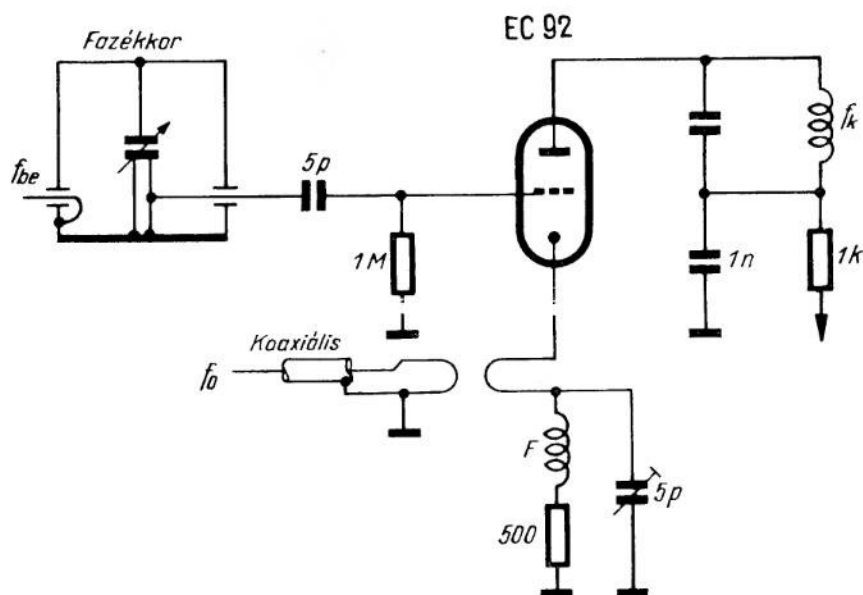
Mint hogy ideális vevő nincs, azaz minden vevőnek van készülékzaja, ha azt akarjuk, hogy a hasznos hang a zajszintből kiemelkedjék, akkor a vevőre  $F \cdot kT_0$  nagyságú RF teljesítményt kell kapcsolnunk. Az  $F$  tényező — amelyet zajtényezőnek nevezünk — jel-

lemzi a vevő érzékenységét, és pedíg annál érzékenyebb a vevő, minél kisebb a zajtényezője. A RF előerősítőre megadott 5 és 8 közötti zajtényező meglehetősen jó érték; diódás keverő-fokozatok zajtényezője pl. 5 és 20 között van. A zajtényező gyakorlati megállapítása zajgenerátor segítségével történik. A zajgenerátor fő alkotóeleme wolframkatódos dióda, az ún. zajdióda, amely a rákapcsolt munkaellenálláson az anódáram erősségétől függő értékű zajfeszültséget kelt. A diódának a telítési anódáram-tartományban kell dolgoznia; az anódáram értéke a fűtés szabályozásával állítható be.



146. ábra. Deciméterhullámú triódás keverő-fokozat

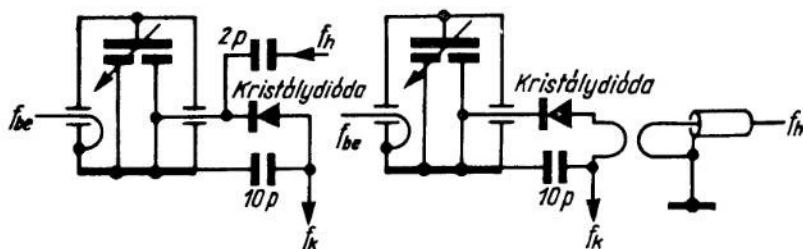
A 70 cm-es sávban működő vevőkészülékek keverő-fokozatában egyformán használható elektroncső és kristálydióda. Egyszerű triódás keverő-kapcsolás két változata látható a 146. és a 147. ábrán. Kedvezőbb, ha a helyi rezgést a katódkörbe tápláljuk be, mert az oszcillátor- és a modulátor-kör így kevésbé hat egymásra. A széles-sávú katódkör a trimmerrel hangolható a helyi rezgés frekvenciájára. Modulátor-



147. ábra. Deciméterhullámú trióda keverő-fokozat, a katódra csatolt helyi rezgéssel

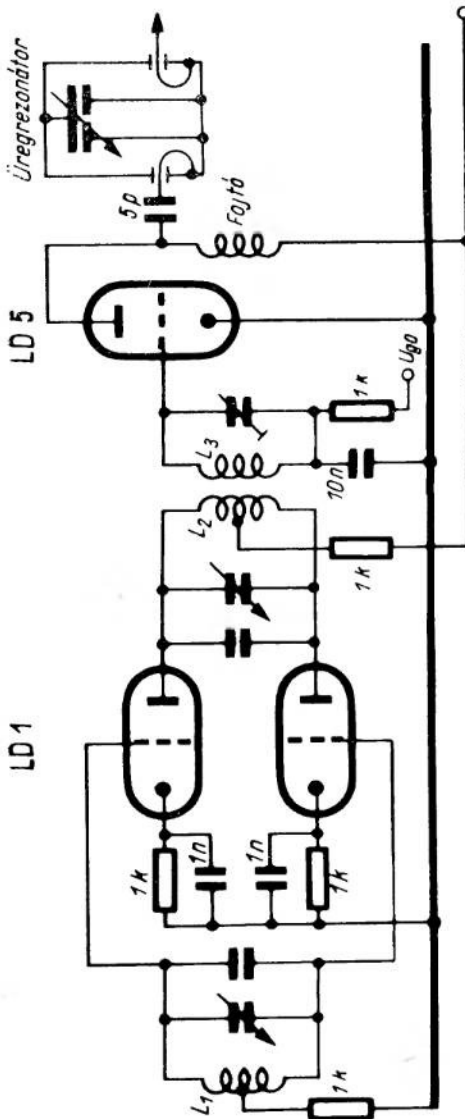
körként mindkét esetben negyedhullámhosszú üregrezonátort alkalmazunk, amellyel jó szelektivitás érhető el.

Ha a keverőcső helyett germánium- vagy szilícium-diódát használunk, akkor a keverő-fokozat nem erősít, hanem éppen ellenkezőleg, 5–7 dB-t kitevő csillapítást okoz. Az oszcillátort úgy kell beállítani, hogy a keverő-kristályon 100–200 mV értékű oszcillációs feszültség legyen, a keverő-körben pedig 200–700  $\mu$ A áram folyjék. – A kristálydiódák öznojaja kicsi; az elméletileg elérhető legjobb érték 4 dB körül van. A helyi rezgés kétféleképpen csatolható a keverőkristálydiódához: vagy a kristálynak ugyanarra az oldalára csatoljuk, mint a RF rezgést, vagy pedig az egyiket a kristály egyik, a másikat a kristály másik oldalára. Mindkét eljárásnak vannak előnyei és hátrányai. A 148. ábra mindkét csatolási módot bemutatja. Ha mindkét rezgést a kristálynak ugyanarra az oldalára csatoljuk, akkor a csőrezonátor közvetlen kapcsolatban van az oszcillátorral, és szélessávú átvitel esetén a csőrezonátortól megkívánt mini-



148. ábra. Diódás keverő-fokozat kétfajta kapcsolása (elő- és utókeverés)

mális sávszélesség kis rezonancia-ellenállást és kis szelektivitást eredményez. Előnyösebb, ha a két rezgést a kristály más-más oldalára csatoljuk, a modulátor-kört pedig utánahangoljuk. Nagyérzékenyséű keverő-fokozatokban mindig ezt a megoldást kell választani. Egyenes kapcsolásokon kívül ellenütemű kapcsolások is használatosak, amelyeknek ugyan jobb a hatásfokuk, azonban aszimmetriára nagyon érzékenyek, és megépítésükhöz válogatott kristályokra van szükség. Mindenesetre a modulátor- és az oszcillátorkör szétválasztása az ellenütemű kapcsolásokban tökéletesebb, és az amatőröknek tág terük nyílik a kísérletezésre. Az ellenütemű keverő-



149. ábra. Stabil helyi oszcillátor, frekvenciaszorzóval (az LD 1 helyett ECC 81, az LD 5 helyett EC 92 típusú cső is használható. ECC 81 használata esetén az 1 kΩ rácslevezető ellenállás 20 kΩ-ra cserélendő)

kapcsolásban alkalmazott koaxiális üregrezonátornak két belső vezetővel kell rendelkeznie.

Csődiódás keverőkapcsolással ritkán találkozunk; a 70 cm-es sávban az LG1, LG2 és az LG9 típusú diódák alkalmasak erre a célra. A megnevezett elektroncsövek mindegyike ikerdióda, így ellenütemű keverőkapcsolásra is használhatók. A Valvo cég újabban az LG11 típusú cső továbbfejlesztésének tekinthető speciális, lapos katódos, koaxiális felépítésű deciméter-hullámú diódát hozott ki; típusjele EA 56, 1000 MHz-ig használható, de amatőrök számára túlságosan drága. A legmegfelelőbb kristálydióda-típusok az 1 N 21, 1 N 23, ED 704 és az MD 13. Ezeket többnyire kerámia-csővecskébe építik be, és vagy mindkét végükön csavarmentesek (M 3), vagy pedig a nemzetközileg szokásos patron alakúak.

Az ismertetett keverő-fokozatokhoz állandó frekvenciájú, kvarcvezérlésű oszcillátorok és hangolható oszcillátorok egyaránt használhatók. Rendkívül stabil távolsági összeköttetésekre a kvarcvezérlésű oszcillátorok alkalmasabb. Ha azonban a hangolható oszcillátor nem a szükséges kb. 400 MHz-en rezeg, hanem valamelyik szubharmonikusán, akkor ezzel is igen jó stabilitás érhető el. Erre mutat be példát a 149. ábra. Az ellenütemű oszcillátor kb. 70 MHz-re hangolt rácsköre rendkí-

vül stabil felépítésű, calit-testbe égetett tekerccsel és hőfokkiegyenlítésű kondenzátorral. Az anódkört a kétszeres frekvenciára — 140 MHz-re — hangoljuk, a háromszorozó fokozat pedig már 420 MHz frekvenciájú rezgéssel táplálja a kapacitív hangolású csőrezonátort. A frekvenciaháromszorozó fokozat optimális munkapontja az  $L_2$  és az  $L_3$  jelű tekercek közötti csatolás és a rácselőfeszültség változtatásával állítható be. A tápfeszültséget stabilizálni kell. A készülék megépítéskor ügyelni kell arra, hogy a cső ne melegítse a hangolt köröket. Az ellenállások legyenek túlméretezettek, hogy minél kevésbé melegedjenek. A csőrezonátor invar-acélból készüljön. Ha táviró üzemben is kifogástalan hangminőségre törekszünk, akkor a csöveket fűtsük egyenárammal.

A keverő- és az oszcillátor-fokozatot gyakran közbenső körrel választjuk el, amely megakadályozza, hogy a hasznos jel visszafolyjék az oszcillátor-fokozatba; ezt a közbenső kört csőrezonátor is alkothatja.

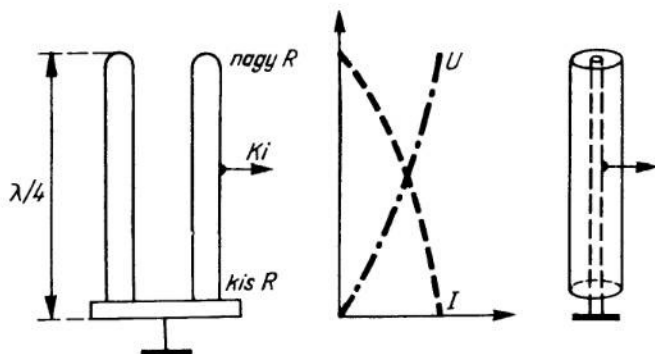
Ez a szelektív közbenső kör javítja a készülék érzékenységét, mert a helyi rezgés felső harmonikusainak a kiszűrése következtében csökken a készülékzaj, a keletkező KF jel amplitúdója pedig 50—100%-kal megnő. A keverő-dióda áramát a csatoló-kondenzátor kapacitásának a változtatásával állíthatjuk be; minél lazább a csatolás, annál kisebb a közbenső kör csillapítása; a gyakorlatban 250 és 750 közötti jóságú körök valósíthatók meg.

A keletkező KF 10 és 50 MHz között van, és a megszokott kapcsolású erősítőkkal erősíthető tovább. Ha kis készülékzajra törekszünk, akkor a KF-erősítő első fokozataként kaszkód-kapcsolású fokozatot alkalmazunk.

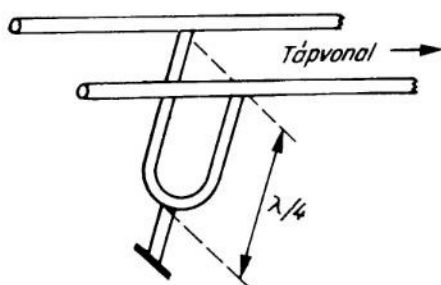
### 5.57 Az amatőr munka lehetőségei mikrohullámokon

Ez idő szerint a 420 MHz-es sáv a legrövidebb hullámú sáv, amelyiken rendszeres amatőr munka folyik; eddig kevés hír van még rövidebb hullámokon végzett amatőrtevékenységről. A legújabb rekordok azonban felkeltették az amatőrök figyelmét, és mindenki előtt világos, hogy ezek a sávok különleges igények kielégítésére irányuló kísérletek színterébe lesznek. Azonban mindenképpen szükségünk van az ipar segítségére. Az ismert csövek közül csak az LD1 típusú használható 1200 MHz-ig; a 955 (vagy E 1 C) csak néhány mW-nyi, az LD2 és az LD5 pedig kétszerező- és háromszorozó-fokozatban is csak tizedwatt-nagyságrendű teljesítményt ad le. A teljesítménycsökkentés ugyan bizonyos mértékig kiegyenlíthető jól irányító antenna alkalmazásával, azonban az öngerjesztésű oszcillátorokkal és primitív vevőkkel végzett munka mégsem kielégítő. A megoldást a sebességmodulációs csövek — klisztron, karcinotron, magnetron és a haladóhullámú csövek — jelentik. Ezek elvi működésével az amatőrnek is meg kell ismerkednie.

Előbb még röviden megemlékezünk a centiméterhullámú hangolt körökről. A hosszab hullámú sávokról már ismerjük a kétvezetős távvezetékekből kialakult hangolt tápvonal-rezgőköröket (Lecher-rezgőköröket) és a koaxiális kábelből származtatott csőrezonátorokat. Ezek  $\lambda/4$  hosszúságú tápvonal-, ill. koaxiális kábel-csonkok, amelyeknek a rövidrezárt végén — mint a 150. ábrán látható — áram-has és feszültség-csomópont, nyitott végén pedig áramcsomópont és feszültség-has alakul ki. Ha a feszültség és az áram hányadosát — a szokásos módon — ellenállásnak tekintjük, akkor azt az elméleti megállapítást tehetjük, hogy a tápvonal-, ill. koaxiális kábel-csonk rövidrezárt végén az ellenállás nulla, nyitott végén pedig végtelen nagy; eltolható csúszóérrintkező-pár segítségével tehát a tápvonal-csonkot bármilyen értékű

150. ábra. Áram- és feszültségeloszlás a  $\lambda/4$  hosszúságú tápvonalcsonton

ellenálláshoz illeszthetjük. Még egy fontos jelenségre kell felhívni a figyelmet: ha a tápvonalat  $\lambda/4$  hosszúságú tápvonal-csont nyitott végéhez kapcsoljuk, akkor ez — természetesen a rezonancia-frekvencián — szigetelőként viselkedik, és nem földeli a RF rezgést (151. ábra). Lindenblad azt javasolta, hogy ilyen fémes szigetelőket alkalmazzanak a tápvonalak tartószigetelőiként. Az elmondottak koaxiális tápvonalakra is vonatkoznak, amelyeknek — árnyékoltságnak lévén — kisebb a sugárzási veszteségük, és így jobb a velük elérhető körjóság. Az ilyen rezgőköröknek az a hátrányuk, hogy hangolásukhoz haladó mozgás (rövidzár vagy kapacitív lemez eltolása) szükséges, ami forgó mozgásból csak bonyolult módon állítható elő.

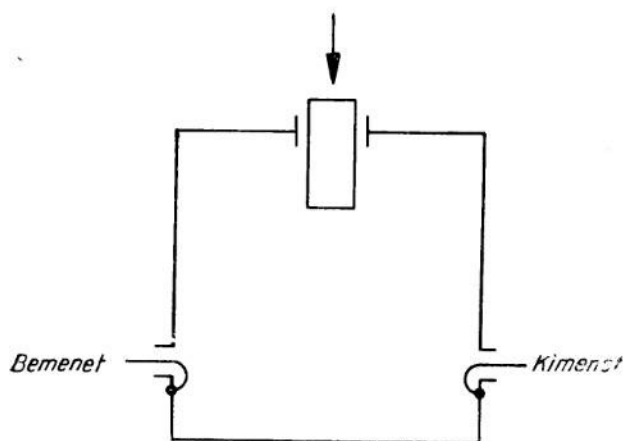
151. ábra. Lindenblad-féle  $\lambda/4$  hosszúságú fémes szigetelő

A már említett rezgőkörök deciméterhullámokon kifogástalanul működnek, centiméterhullámokon azonban már nem használhatók, és átadják a teret a csőtápvonalaknak. Az elektromágneses hullám ugyanis nemcsak Lecher-vezetéken és koaxiális kábelben, hanem olyan csőben is vezethető, amelynek a fala vezető anyagból készült. Az ilyen hullámvezetőt nevezzük csőtápvonalnak; szerepe a vízvezetéki csőére emlékeztet, amennyiben magába zárja és nem engedi „szétfolytani” az energiát. A következőképpen származtatható a Lecher-vezetékéből: ha a két párhuzamos vezetéből álló tápvonalat  $\lambda/4$  hosszúságú fémes szigetelőkön vezetjük, elektromos szempontból semmi sem változik. Ha végtelen sok fémes szigetelőt helyezünk egymás mellé, akkor U-alakú fémlemezhez jutunk, amelynek a felső élei képezik a tápvonalat, amely villamos szempontból most sem változott. Ha nemcsak a tápvonal alatt, hanem a tápvonal fölött is elhelyezünk egy ilyen U-alakú fémlemezt, akkor zárt csőtápvonalat kapunk, amely villamos szempontból teljesen egyezik a Lecher-vezetékkel, azonban még kevésbé enged meg sugárzási veszteségeket, mint az. Ahogy pedig a  $\lambda/4$  hosszúságú tápvonalcsont hangolt kört képez, éppen úgy hangolt körként használható a megfelelő méretű csőtápvonalcsont is. A csatolás az ilyenfajta üregrezonátorhoz lehet induktív vagy kapacitív (szondával). A hangolás kevésbé vagy jobban becsavart

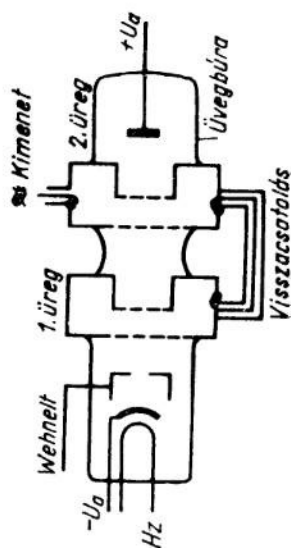


hangoló-rúddal történik; az egész, csőtápvonalból kialakított üregrezonátor vázlatos elvi felépítése a 152. ábrán látható.

A most következőkben röviden ismertetjük a sebességmodulációs csövek elvi működését. A 153. ábra a klisztron elvi felépítését mutatja be. A katódból nyalábolt elektronsugár lép ki, amely több rácyszerű elektróda közt áthaladva, a kollektorhoz záródik. Az első üreg rácscsára kapcsolt váltakozófeszültség az elektronsugár sebességmodulációját vonja maga után; a negatív félperiódus ugyanis fékezi, a pozitív pedig gyorsítja az elektronsugarat. A sebességmodulált sugár az első rácscs után következő, ún. csomósodási térben ismét sűrűség-modulálttá válik; az első rácscs által felgyorsított elektronok ugyanis ezen a viszonylag hosszú szakaszon utolérlik az előző félperiódusban lelassítottakat, és így a moduláció ütemében elektronsomók képződnek, éppen



152. ábra. Hangolható üregrezonátor vázlata

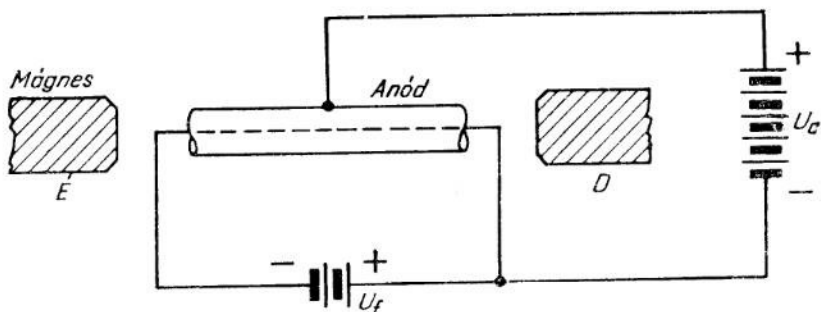


153. ábra. Kétüreges klisztron elvi rajza

úgy, mint az amplitúdómodulációnál. A modulált elektronsugár a 2. üregrezonátort gerjeszti. Ha az energia egy részét visszacsatoljuk az első üregrezonátorba, akkor a klisztron begerjed, és az elektronsugár gyorsítófeszültségétől és az üregrezonátorok méreteitől függő frekvenciájú, csillapítatlan, centiméterhullámú rezgéseket kelt. Az egyik rezonátort megtakaríthatjuk, ha a modulátorrácscsot alkotó rezonátoron áthaladt elektronokat megállítjuk, visszafordítjuk, és másodszor is ugyanazon a rezonátoron vezetjük keresztül. Ezt a berendezést reflex klisztronnak nevezzük. Míg a kétüreges klisztron erősítésre is alkalmas, addig a reflex klisztron csak oszcillátorként használható.

Másik fajta centiméterhullámú oszcillátor a magnetron. Lényegében hengeres, a henger tengelyével párhuzamos mágneses térbe helyezett dióda (154. ábra). Kétféleképpen használható rezgékeltésre, és pedig vagy dinátronként, vagy haladó hullámú csökeként. A dinátron-oszcillátorként működő magnetron negatív ellenállását használjuk fel, amely általa jön létre, hogy a mágneses tér az elektronokat a kettéosztott anódnak a kisebb feszültségű felére hajtja. Más szóval: ha az egyik fél-anód feszültsége csökken, akkor megnő a hozzá folyó áram. Ez viszont negatív ellenállással

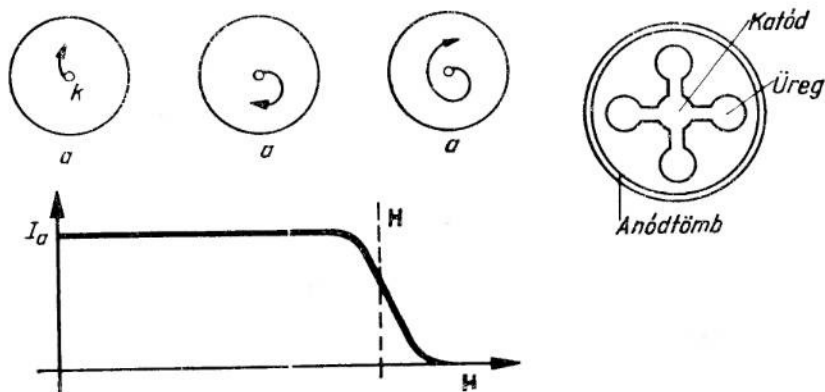




154. ábra. A magnetron elvi felépítése

egyenértékű, és abban az esetben, ha ez nagyobb, mint a hozzá csatlakozó hangolt kör veszteségi ellenállása, akkor csillapítatlan rezgések keletkeznek. Ilyen módon 100 és 2000 MHz közötti frekvenciájú rezgések kelthetők, 20–25%-os hatásfokkal. A haladó hullámú magnetronban alkalmazott mágneses tér erőssége olyan nagy, hogy a katódból kilépő elektronok egyike sem éri el az anódot (155. ábra). Az elektronok a katód és az anód között haladó elektronfelhőt alkotnak, amely az anódtömbbe vágott üregrezonátorokban rezgéseket gerjeszt. Ha az elektronfelhő futási ideje összhangban áll az üregrezonátorok rezonancia-frekvenciájával, akkor csillapítatlan rezgések keletkeznek. Az elektronfelhő a generátor forgórészének, az üregrezonátorok a hornyokban elhelyezkedő tekercselésnek felelnek meg. Haladó hullámú magnetronnal 1000 és 40 000 MHz közötti frekvenciájú rezgések kelthetők, hatásfoka eléri a 75%-ot.

Milyen eredményeket értek el eddig a centiméterhullámú sávokon? A 25 cm-es sávot öngerjesztésű triódás adókat, szuperregeneratív és frekvenciasokszorozós keverő-fokozatú frekvenciaváltó-vevőket használó csehszlovákiai és amerikai amatőrök nyitották meg. A 13 cm-es sávban tárcsás triódákat (LD9, LD11, 2 C40, EC55, EC56 stb.) kell alkalmazni; a 200 és 500 mW közötti adóteljesítmények már meg lehetőségesen nagyok számítanak. A még nagyobb frekvenciájú sávokon adóoszillá-



155. ábra. Az elektronok pályája a magnetronban és a magnetron üregrezonátorainak kialakítása

torként és a vevő helyi oszcillátoraként ugyanazt a klisztront használják. A klisztron kimenő köre az antennával szoros, a keverő kristálydiódával pedig laza csatolásban van; a keverő fokozathoz KF-erősítő, majd FM-demodulátor csatlakozik. Az ellenállomás klisztronját az alkalmazott KF értékével elhangolják, így a kétirányú összeköttetés átkapcsolás nélkül, ugyanazzal az antennával fenntartható. Az adás frekvenci modulációja a klisztron visszafordító- (repeller-) elektróda-feszültségének a modulálása révén jön létre. Ehhez csak igen kis teljesítmény szükséges, úgy, hogy nem nagy a fogyasztása.

A legnagyobb frekvenciájú amatőr-összeköttetést 1946-ban az Amerikai Egyesült Államokban hozták létre, 21 000 MHz frekvencián, laboratóriumi körülmények között; az áthidaló távolság mintegy 250 méter volt.

### 5.58 $\lambda/4$ -hullámú csőrezonátorok

Az előző fejezetekben már említettük, hogy a koaxiális kábelcsonkból kialakított rezgőkör szelektivitása és stabilitása is jobb, mint a Lecher-rezgőköré. Amikor azonban a deciméterhullámokon dolgozó amatőr ilyen rezgőkört akar tervezni és építeni, felmerül a kérdés: milyen hosszú kábelcsontot kell alkalmaznia, és mi a külső és belső vezető átmérőjének legkedvezőbb aránya? A most következő részben a DL 3 FM által közölt számítási eljárást ismertetjük; előre kell bocsátanunk, hogy alkalmazásához némi matematikai ismeretekre van szükség.

A rezonátort a belső vezető végéhez csatlakozó kondenzátor kapacitásának a változtatásával hangoljuk; ennek a kapacitásnak az értéke a kondenzátort alkotó lemezek távolságától és felületének a nagyságától függ. A kapacitás meghatározására szolgáló összefüggés:

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \frac{A}{d},$$

ahol  $C$  = a kondenzátor kapacitása F-ban,

$\epsilon_r$  = a dielektrikum relatív dielektromos állandója (levegő esetén 1),

$\epsilon_0$  = a vákuum dielektromos állandója =  $8,855 \cdot 10^{-12}$  F/m,

$A$  = a kondenzátort alkotó lemezek egyikének a felülete  $m^2$ -ben és

$d$  = a kondenzátor-lemezek közötti távolság m-ben.

Az összefüggés átalakítható úgy, hogy a kondenzátorlemez felületét  $cm^2$ -ben, a lemezek közötti távolságot cm-ben megadva, a kapacitást pF-ban kapjuk. Levegő-dielektrikum esetén:

$$C_{pF} = 0,08855 \frac{A_{[cm^2]}}{d_{[cm]}}.$$

A kondenzátor-lemezek távolságának a változtatásával a kapacitás tág határok között hangolható. A kör kapacitásába a hozzá csatlakozó cső kimenő, ill. bemenő kapacitása is beleszámít. Ezek a kapacitások együttesen

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

értékű kapacitív reaktanciát képeznek; rezonancia esetén ugyanekkorának kell lennie a párhuzamosan kapcsolt induktív reaktanciának is, amelynek az értéke az adott tápvonalcsonknál:

$$X_L = Z_0 \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda},$$

ahol  $X_L$  = az induktív reaktancia  $\Omega$ -ban,  
 $Z_0$  = a csőrezonátor hullámimpedanciája  $\Omega$ -ban,  
 $l$  = a tápvonalcsonk hossza cm-ben és  
 $\lambda$  = a hullámhosszúság cm-ben.

A koaxiális kábel hullámimpedanciája:

$$Z_0 = 138 \log \frac{D}{d},$$

ahol  $D$  = a külső vezető belső átmérője cm-ben és  
 $d$  = a belső vezető külső átmérője cm-ben.

Ha a kapott értékeket behelyettesítjük az  $X_C = X_L$  rezonanciafeltételbe, akkor a következő összefüggést kapjuk:

$$\frac{1}{\omega_0 C} = Z_0 \cdot \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}.$$

Ezt átalakítva:

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} = \frac{1}{\omega_0 C Z_0},$$

$$\frac{2\pi l}{\lambda} = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{1}{\omega_0 C Z_0},$$

amiből a kábelcsonk szükséges hossza:

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \operatorname{arc} \operatorname{tg} \frac{1}{\omega_0 C Z_0}.$$

Befejezésül közlünk egy méretezési példát. 210 MHz-ről 420 MHz-re kétszereső fokozatban EC92 típusú triódát alkalmazunk, amelynek a kimenő kapacitása 1,5 pF. A csőhöz csatlakozó alapkaptás 8,5 pF, az összes kapacitás tehát  $C = 10$  pF. A kapacitív reaktancia 420 MHz-en:

$$X_C = \frac{1}{\omega_0 C} = \frac{1}{2\pi \cdot 420 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-12}} = 38,6 \Omega.$$

Ha a rendelkezésünkre álló koaxiális kábel külső vezetőjének a belső átmérője  $D = 6$  cm, a belső vezetőjének a külső átmérője pedig  $d = 2$  cm, akkor a kábel hullámimpedanciája:

$$Z_0 = 138 \cdot \lg \frac{D}{d} = 138 \cdot \lg \frac{6}{2} = 66 \Omega.$$

A hullámhosszúság:

$$\lambda_0 = \frac{3 \cdot 10^8}{f_0} = \frac{3 \cdot 10^8}{420 \cdot 10^6} = 0,715 \text{ m} = 71,5 \text{ cm.}$$

A kábelcsonk szükséges hossza:

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \text{arc tg} \frac{1}{\omega_0 CZ_0} = \frac{71,5}{2\pi} \cdot \text{arc tg} \frac{38,6}{66}.$$

A kifejezésben szereplő szög tangense  $\frac{38,6}{66} = 0,585$ , a keresett szög tehát  $30,3^\circ$ .

Ezt átszámítva ívmértékre:

$$\text{arc tg} \frac{38,6}{66} = \frac{2\pi}{360} \cdot 30,3,$$

behelyettesítve:

$$l = \frac{71,5}{2\pi} \cdot \text{arc tg} \frac{38,6}{66} = \frac{71,5}{2\pi} \cdot \frac{2\pi}{360} \cdot 30,3 = \frac{71,5}{360} \cdot 30,3 = 6 \text{ cm,}$$

ilyen hosszúnak kell lennie a csőrezonátornak.

A kondenzátor-lemezek 38 mm átmérőjűek lehetnek. A csőrezonátor anyaga vörös- vagy sárgaréz; a megmunkálás után valamennyi felületet ezüstözni kell. A hangoló kondenzátor mozgó lemezének a beállítására minél finomabb menetű csavart használjunk; az anyát magában foglaló, legalább 15 mm hosszú perselyt a rezonátor fedőlapjához erősítjük. A jobb érintkezés érdekében a perselyt két helyen 10 mm hosszúságban felvágjuk, és a felső végét rugós gyűrűvel összeszorítjuk.

Csőrezonátorok vékony vörös- vagy sárgaréz-lemez meghajlításával is előállíthatók. Olyan csőrezonátor is van, amelyiknek a belső vezetője kör-, külső vezetője pedig négyzetkeresztmetszetű. A fenéklapot hornyoltan, eltávolíthatóan célszerű ki képezni.

Csőrezonátorral pontos frekvenciamérés is végezhető. A frekvenciamérőt rövid botantenna táplálja, a becsatolás többnyire foglalatlanban forgatható csatolóhurokkal történik, az indikálást pedig — kristállyal történő egyenirányítás után — mikroampermérő végzi. Az elérhető érzékenység és pontosság az amatőr-igényeket bőven kielégíti. Az ilyen frekvenciamérő elkészítésénél azonban minden valószínűség szerint nem nélkülözhetjük finom-műszerész közreműködését.

Ezzel az URH és a deciméterhullámú amatőr-technikával foglalkozó fejezet végére értünk. A vevőkészülékek részletes ismertetése után a most következő fejezetekben a különböző hullámsávokon dolgozó adókészülékekkel foglalkozunk.

## 6.1 ALAPVETŐ TUDNIVALÓK

Az amatőr-állomásnak vevőkészüléken, antennán és mérőberendezésen kívül adóra is van szüksége. A világ amatőrrei jórészt ennek a kifogástalan működése alapján ítélik meg munkánkat.

A jó hangminőség — amely közvetlenül összefügg az adó jóságával — a legjobb bemutatkozás. Ez a jóság megkívánja az adónak nemcsak egyetlen jel, hanem az összeköttetés egész ideje alatt, tehát mintegy fél óra hosszat tartó igen stabil működését. Hasonlóan pontosnak és stabilnak kell lennie a skála kalibrációjának is, mert máskülönben gyakran kell ellenőrizni az adás frekvenciáját más készülékek segítségével. Ezen kívül üzembiztosnak kell lennie, hogy a betáplált energia minél nagyobb részét sugározza ki RF energia alakjában. Egyszerűen kezelhető, könnyen áthangolható legyen. Kezelési hibák ne veszélyeztessék a csövek és egyéb alkatrészek épségét, és ne legyen drága. A kereskedelemben könnyen hozzáférhető alkatrészekből készüljön. Éppen az adó tervezésekor nyílik az amatőrnek a legtöbb lehetősége egyéni ízlésének és szaktudásának az érvényesítésére. Az állomást éppen ezért elsősorban az adó jellemzi, és nem az egyébként rendkívül fontos vevőkészülék vagy antenna.

## 6.2 A VEZÉROSCILLÁTOR

A vezéroszcillátor — mint frekvenciameghatározó egység — az adó egyik legfontosabb alkotórésze. A frekvenciát tulajdonképpen a hangolt kör vagy a kvarc határozza meg; azonban a kapcsolás és a csövek befolyása olyan nagy, hogy a kör jóságán kívül a kapcsolásnak is egy bizonyos — mechanikai és elektromos — „jóságára” kell törekednünk.

### 6.21 A hangolt kör

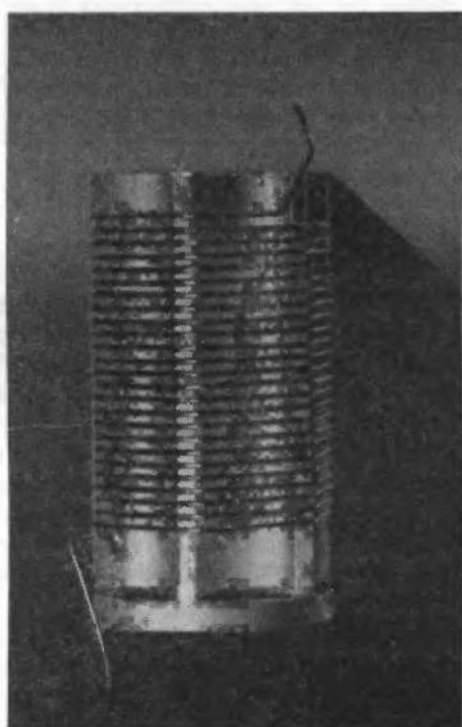
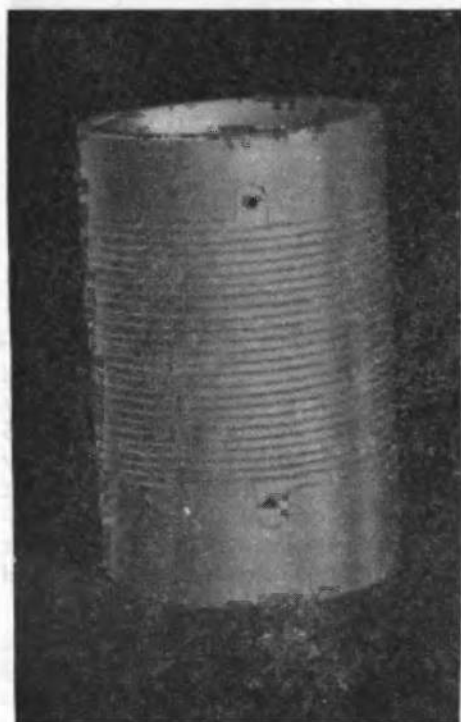
A hangolt körök általános tulajdonságairól más helyen már megemlékeztünk; itt csak arra térünk ki, ami az adó szempontjából lényeges. A vezéroszcillátornál elsősorban a lehető legnagyobb frekvencia-állandóságra kell törekednünk; ennek érdekében a hangolt kört mechanikailag stabilan kell megépítenünk, és úgy, hogy villamos jellemzői hőmérsékletváltozás hatására ne változzanak meg, illetve hogy a hangolt kört alkotó elemek ne melegedhessenek. A kapcsolás ezt befolyásoló szerepét később ismertetjük.

A kör jóságát túlnyomórészt a tekercs, kisebb mértékben a kondenzátor jósága határozza meg. RF vasmagos tekercseket adóban ritkán alkalmaznak, mert idő- és

hőmérséklet-állandóságuk rendszerint nem kielégítő. Általában hengeres tekercseket használunk, amelyek megfelelően nagy keresztmetszetű — gyakran ezüstözött — huzalból készülnek. Különösen jók a kerámia tekercstestre égetett ezüstmenetekből álló tekercsek. A jó rövidhullámú tekercs vesztesége 0,2–0,5%. A kör megengedhető frekvenciaváltozása 1 MHz-en 30–100 Hz lehet 1 C° hőmérsékletváltozás esetén. A hőmérsékletnek ez a hatása megfelelő kondenzátorok segítségével csökkenthető. További javulással jár, ha a hangolt kört termosztátba építjük be. A kör kondenzátorának legalább is részben változtatható kapacitásúnak kell lennie. A hangolható kondenzátor kapacitása a frekvenciától, ill. a megkívánt frekvencia-átfogástól függ.

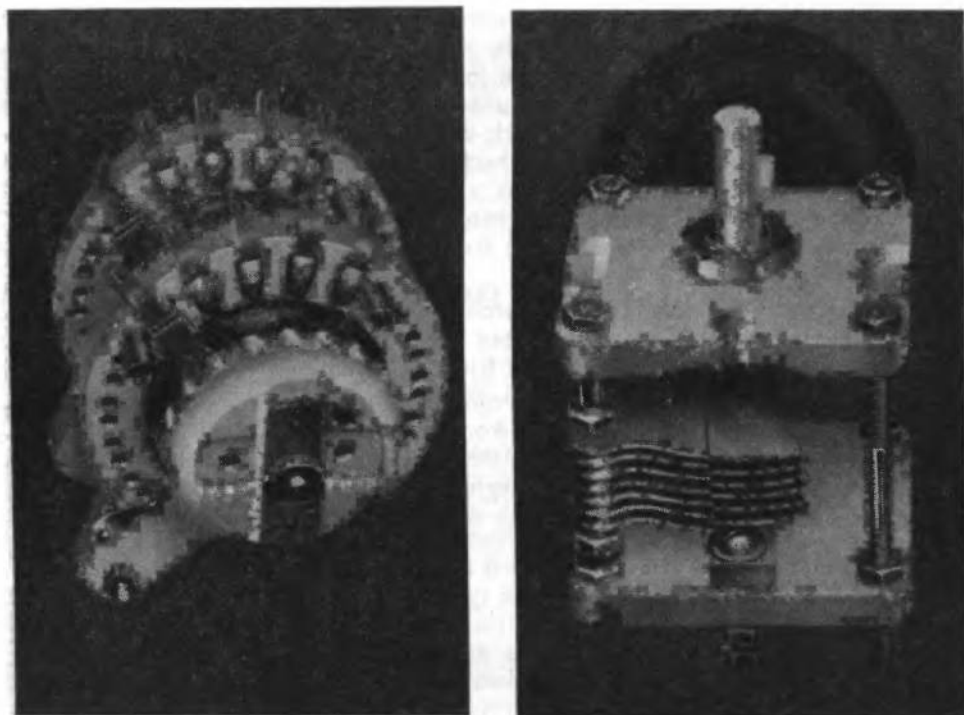
A kerámia szigetelésű forgókondenzátorok vesztesége kicsi, és — ha mechanikai stabilitásuk elég nagy — amatőr-adókban jól használhatók. Kapacitásuk lehetőleg ne legyen nagyobb, mint amekkorát a hangolás feltétlenül megkövetel.

Állandó kapacitású kondenzátorként levegő- vagy kerámia-trimmerek a legalkalmasabbak. Villamos szempontból a csillám-kondenzátorok is elég jók, időbeli állandóságuk azonban nem mindig kielégítő. Hőmérsékletváltozásokkal szemben különbözőképpen viselkedő kondenzátorok megfelelő összekapcsolása jó hőfokkiegyenlítést eredményezhet. Ha nincsenek túlságosan nagy igényeink a hőfokállandósággal kap-



156. ábra

a) RH tekercs ráégetett ezüstmenetekkel Hescho, 20  $\mu$ H (baloldalon); b) kerámia tekercstestre csévített RH tekercs (jobb-oldalon)



157. ábra

a) kerámia fokozatkapcsoló 2×5-ös (baloldalon); b) kisvesztésű, kerámiaszigetelésű RH forgókapacitású (jobbra)

-csolatban, akkor elegendő, ha a kerámia testű tekercs és a forgókapacitás mellett állandó kapacitású „Tempa S” kondenzátort alkalmazunk. Közelebbi részleteket az egyes kapcsolások ismertetésénél közlünk.

A hőmérsékletváltozások hatását nem könnyű kis mértékűre korlátozni. Helyes arra törekednünk, hogy a hangolt kör hőmérséklete állandó legyen, vagyis hogy a belső és a külső (főképpen a csövektől származó) melegedést is elkerüljük. A belső melegedés elkerülése érdekében a lehetőleg kis értékű áramokhoz nagy keresztmetszetű huzalból készült tekercseket és nagy felületű kondenzátorokat használunk. A külső melegedést megfelelő elrendezéssel (választófalak stb.) akadályozhatjuk meg. Az is sokat segít, ha az árnyékoló serleg és a tekercs közötti teret üvegyapattal töltjük ki, különösen akkor, ha a kondenzátorokat is hőszigeteléssel látjuk el.

A vezérszcillátor mechanikai stabilitásának minden körülmények között kiválónak kell lennie. Ne csak a körön belüli vezetékek legyenek rövidek és készüljenek minél vastagabb huzalból, hanem a csövekhez csatlakozó vezetékek is olyan merevek legyenek, hogy ne végezhesenek mechanikai lengéseket. A további külső hatásokat — pl. a vezérszcillátort követő fokozat visszahatása stb. — árnyékolással és elválasztó (puffer) fokozat közbeiktatásával küszöbölhetjük ki.



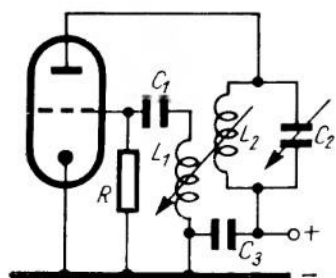
## 6.22 A cső befolyása a kapcsolásra

A cső nagy mértékben befolyásolja a frekvenciastabilitást. Ennek okát legfőképpen abban kereshetjük, hogy a csőkapacitások a munkapont eltolódásával együtt megváltoznak, ez pedig az üzemi adatok (anódfeszültség stb.) minden megváltozásakor, vagy pl. a végfokozatból származó visszahatás következtében beálló terhelésváltozás alkalmával mindig bekövetkezik. Az is rontja a frekvenciaállandóságot, hogy a hangolt körnek a cső (főképpen pedig a rácsáram) által okozott csillapítása változó. Ezek a hatások annál kisebbek, minél lazább a csatolás a cső és a hangolt kör között, minél nagyobb kapacitások kapcsolódnak párhuzamosan a csőkapacitásokkal, a rácsáram pedig — laza visszacsatolás, ill. ellencsatolás és nagy rácslevezető ellenállás következtében — minél kisebb. Kívánatos ezen kívül az anód-, ill. segédrácsfeszültség stabilizálása.

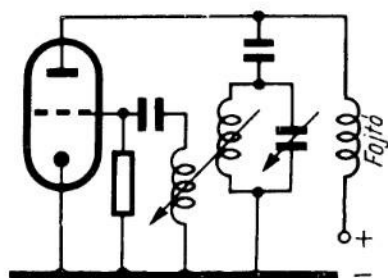
A felsorolt rendszabályok hátrányos következménye, hogy a vezérosszillátor által leadott RF teljesítmény nagy mértékben lecsökken. Szerencsére ez nem olyan nagy baj, hiszen a vezérosszillátort rendszerint még több erősítő-fokozat követi. Ha azonban már a vezérosszillátortól nagyobb teljesítményt kívánunk, akkor nagyobb teljesítményű csövet kell alkalmaznunk.

## 6.23 Vezérosszillátor-kapcsolások

Az amatőrök az ismertetett követelmények kielégítésére sokféle kapcsolást dolgoztak ki. Ha tüzetesebben megvizsgáljuk ezt a sokféle kapcsolást, az állapíthatjuk meg, hogy valamennyi három alaptípusra vezethető vissza. A feladat az, hogy egy erősítőfokozat kimenetéről annyi energiát vezessünk vissza a bemenetére, hogy a fokozat begerjedjen, vagyis csillapítatlan rezgések induljanak meg benne. Ez a visszavezetés, pontosabban visszacsatolás lehet galvanikus, induktív vagy kapacitív. A gyakorlatban csaknem kizárólag induktív vagy kapacitív visszacsatolást alkalmaznak, illetőleg a kettő közül valamelyiket galvanikus csatolással keverve. Már a visszacsatolás felfedezője, A. Meissner professzor a 158. ábrán látható induktív visszacsatolású kapcsolást alkalmazta; a hangolt kört a cső anódkörében helyezte el. A tekercsnek ügyelni kell a helyes tekercselési irányra; az anód- és a rácsváltakozófeszültségnek ellentétes irányúnak kell lennie, vagyis  $180^\circ$  fáziseltolódást kell előidézni. A visszacsatolás mértéke a csatolás megváltoztatásával — tehát pl. a visszacsatoló menetek számának a megváltoztatásával — szabályozható. Állandó csatolás esetén azt az irány-

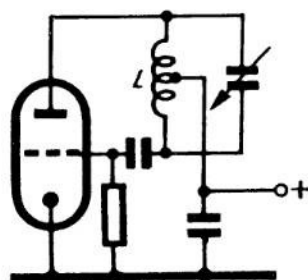


158. ábra. Soros betáplálású Meissner-féle oszcillátor kapcsolása



159. ábra. Párhuzamos betáplálású Meissner-féle oszcillátor kapcsolása

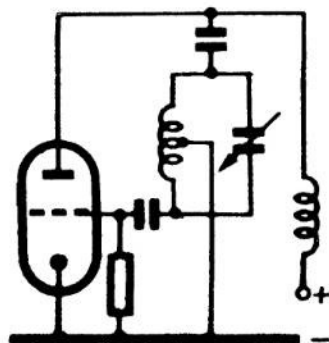
elvet követhetjük, hogy az  $L_1$  visszacsatoló tekercs menetszáma az  $L_2$  hangoltköri tekercsének kb.  $1/5$  része legyen. A két tekercsen és a csövön kívül még a  $C_2$  hangoló-kondenzátor, és a  $C_1$  kondenzátorból és az  $R_1$  ellenállásból álló rácskomplexum szerepel a kapcsolásban. A rácskomplexumnak az a rendeltetése, hogy korlátozza és állandó



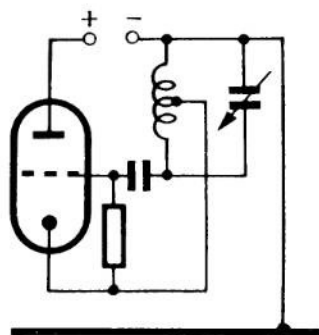
160. ábra. Soros betáplálású, hárompontkapcsolású oszcillátor

értéket tartsa a keletkező RF rezgések amplitúdóját.  $C_1$  értéke többnyire 50 és 100 pF között van (tehát az oszcillátorfrekvencián nem nagy a reaktanciája),  $R$  értéke pedig 30 k $\Omega$  és 1 M $\Omega$  között változhat. A 159. ábrán látható kapcsolás hasonlít az előbbihez, de amíg az anódfeszültségforrás annál sorbakapcsolódik a hangolt körrel (soros betáplálás), addig ennél — RF fojtó közbeiktatásával — párhuzamos azzal (párhuzamos betáplálás). Ha lehetséges, mindig soros betáplálást alkalmazunk, mert a párhuzamos betáplálásnál szűkséges fojtónak gyakran nehezen megvalósítható tulajdonságokkal (pl. meghatározott önfrekvencia stb.) kell bírnia. Ezt a két kapcsolást egyébként főképpen frekvenciaváltó vevők helyi oszcillátoraként alkalmaz-

mazzák. Mind a két kapcsolásban külön hangoltköri és külön visszacsatoló tekercset tüntettünk fel. A visszacsatoló tekercset megtakaríthatjuk, ha takaré-k-transzformátor (autotranszformátor-) kapcsolást alkalmazunk; így alakult ki az induktív hárompontkapcsolás. Ennek legelső változatát, amelyet *Hartley* adott meg, a 160. ábrán láthatjuk; a *Meissner*-féle kapcsolás szerinti  $L_1$  visszacsatoló tekercset ebben a hangoltköri tekercs egy része alkotja. A visszacsatolás mértékét a megcsapolás helye határozza meg; rendszerint a teljes tekercs menetszámának a rác felőli végétől számított  $1/3$ — $1/5$  részénél készítik. Minthogy a hangoltköri tekercs és a visszacsatoló tekercs között ebben a kapcsolásban igen szoros a csatolás, még igen nagy frekvenciákon is jól oszcillál. A kapcsolást az amatőr-adókban már régen alkalmazzák, és igen jól bevált, különösen átalakított módozataiban (pl. elektroncsatolású oszcillátor-, röviden ECO-kapcsolás). A hárompontkapcsolások nagy előnye az egyszerűség és a megbízhatóság. A csőhatások csökkentése érdekében azonban rövidhullámon meglehetősen nagy hangolókapacitást kell alkalmazni, ami viszont kedvezőtlenül befolyásolja

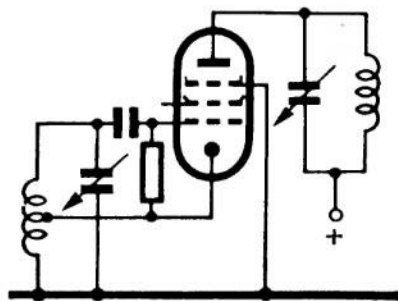


161. ábra. Párhuzamos betáplálású, hárompontkapcsolású oszcillátor



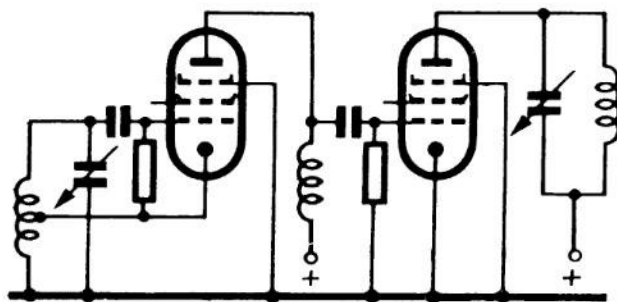
162. ábra. Az ECO-kapcsolás leszármatatása a hárompontkapcsolásból

a határfokát. 160 méteren dolgozó vezérosszillátornál ez a hátrány még elviselhető. A 161. ábrán párhuzamos betáplálású hárompontkapcsolást mutatunk be. Mindkét fajta hárompontkapcsolás közös hátránya, hogy a hangolt kör mindkét vége RF feszültségen van, és ennek következtében a forgókondenzátornak nemcsak az álló, hanem a forgó részét is szigetelni kell. A kapcsolás továbbfejlesztett alakjaiban ezt a hátrányt kiküszöbölték. Ilyen továbbfejlesztett kapcsolás pl. az ECO-kapcsolás. Mint a 161. és a 162. ábra összehasonlítása mutatja, a kettő között csak az anódfeszültség betáplálásának a helyében, ennek következményeképpen a földelés helyében van különbség, egyébként — RF szempontból — azonosak. A 163. ábrán az ECO-kapcsolás szokásos ábrázolása látható, amely csak a kapcsolási elemek jelképeinek az elrendezésében tér el a 162. ábrától, egyébként azonos azzal. Az ECO-kapcsolásban a katód RF feszültségen van, ahogy mondani szokták: „meleg”. Vannak csövek, amelyeknél ez a RF rezgésnek hálózati frekvenciával (50 Hz) való frekvenciamodulációját eredményezi; ennek oka a fűtőszál és a katód közötti rossz szigetelés. A következő fokozatot vezérlő RF rezgés kicsatolása gyakran néhány csatoló-menet révén, induktíve történik; ennek az az előnye, hogy a további sokszorozó fokozatok számára kedvezően viszi át a felső harmonikusokat. Az ECO-kapcsolás lehetővé teszi, hogy a rezgést maga az oszcillátorcső is erősítse, kicsatolása pedig közvetlenül a cső anódárama (elektronárama) révén történjék (innen az elektroncsatolás elnevezés); a kicsatolásnak ez a módja azonban — az általánosan elterjedt nézetekkel ellentétben — visszahat az oszcillátorra. A 163. ábra szerinti kapcsolásban a katód, a vezérlőrács ( $g_1$ ) és a segédrács ( $g_2$ ) képezi az oszcillátor-rendszert, amelyen ugyanakkor az anódáram is átfolyik. Az anódáram minden megváltozása (amit pl. a munkaellenállás értékének a megváltozása okozhat) visszahat az oszcillátorra. Ennek a hátránya nyilvánvaló: az anódkörben történő változás az oszcillátor frekvenciájának a megváltozását okozhatja. Éppen erre való tekintettel az ECO-kapcsolású cső anódkörét aperiodikus — hangolatlanul — célszerű kialakítani. Ilyen kapcsolás látható a 164. ábrán, amelyen az oszcillátorcső fojtótékercsen keresztül kapja az anódfeszültséget, az oszcillátorcső

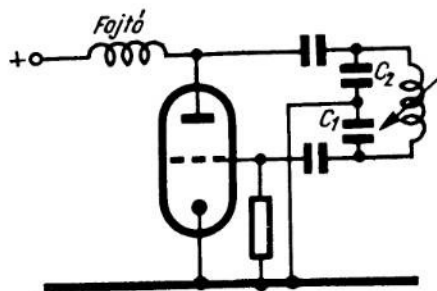


163. ábra. ECO-kapcsolás

és a következő hangolt kör közé pedig elválasztó- (puffer-) fokozatot iktatunk. Az elválasztó-fokozatokról később emlékezünk majd meg. Az induktív hárompontkapcsolással szemben bizonyos előnyei vannak a kapacitív hárompontkapcsolásnak. Ezt a megoldást Colpitts ismertette, és az ő nevééről Colpitts-kapcsolásnak nevezik. A legegyszerűbb ilyen kapcsolás a 165. ábrán látható;



164. ábra. ECO-oszcillátor és elválasztó-fokozat

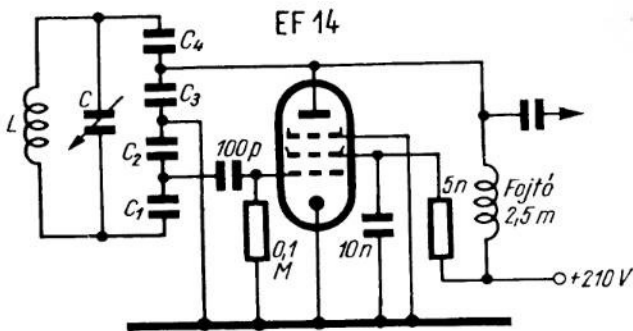


165. ábra. Colpitts-oscillátor

ami azzal jár, hogy a belső csőkapacitások megváltozása folytán bekövetkező frekvenciaváltozás szűk határok között marad. Még további előnyök származhatnak abból, ha nem két, hanem több kondenzátor sorbakapcsolásával többtagú feszültségosztót építünk, ami lehetővé teszi, hogy a cső ne a teljes hangolt körhöz, hanem annak csak egy megcsapolásához csatlakozhassék. Ilyen kapcsolást mutat be a 166. ábra. Ez a kapcsolat még abból a szempontból is előnyös, hogy megakadályozza a cső túlvezérlését, amit pedig mindenképpen igyekeznünk kell elkerülni, mert rontja a frekvencia-stabilitást. A jó frekvencia-stabilitás sok esetben egyszerűen csak az oszcillátorcső kis mértékű kivezélésének köszönhető. A 169. ábrán jól bevált kapcsolást közlünk, amelyen a kapcsolási elemek értékét is feltüntettük; a kapcsolat valamennyi mostanáig említett szempontot messzemenően figyelembe veszi. Az oszcillátorcső a teljes hangolt körre csatlakozik, a visszacsatolt feszültség azonban a teljes körön levő feszültségnek kb. csak 1/20 része. A visszacsatolás tehát elég kis mértékű, és csőcsere, vagy rosszabb minőségű hangolt kör esetén esetleg a  $C_1$  kapacitás csökkentésével növelni kell. A segéd rácson ( $g_2$ ) levő, meglehetősen kis stabilizált feszültség ugyancsak arra szolgál, hogy meggátolja a cső túlságosan nagymértékű kivezélését.

Az anódfeszültséget fojtótekerccsen keresztül tápláljuk be a hangolt kör rácsl felőli — tehát kisebb RF feszültségen levő — végénél. A következő fokozat is a hangolt kör egyik megcsapolásához csatlakozik; a csatolás szorosabb, mint az oszcillátor visszacsatolása, de még ez is elég laza — 1 nF kapacitású kondenzátoron levő RF feszültséget kapcsolunk a következő fokozatra. A cső A-osztályú erősítőként dolgozik, rácsláramnak tehát nem szabad folyania. Az oszcillátor-fokozatot jól árnyékolni kell. A hőfokkiegyenlítést a frekvencia-meghatározó kör  $C_3$  jelű kondenzátorának kell végeznie; ha erre nincs mód, akkor a  $C_3$  helyén jó minő-

a rezgő kör hangolókapacitását a sorbakapcsolt  $C_1$  és  $C_2$  kondenzátor alkotja, amelyek egyúttal RF feszültségosztóul is szolgálnak. A visszacsatolás mértékét a két kondenzátor kapacitásának az aránya határozza meg; rendszerint  $C_1 = 5 \cdot C_2$ . Ha pl. a 80 méteres sávon  $C_1 = 500$  pF és  $C_2 = 100$  pF, akkor az eredő hangolókapacitás:  $C = C_1 \cdot C_2 / (C_1 + C_2) = 500 \cdot 100 / 600 = 83,5$  pF; ugyanakkor az oszcillátorcső anód-rácskapacitásával 100 pF, a rácsl-katód-kapacitásával pedig 500 pF kapcsolódik párhuzamosan,



166. ábra. Gyakorlati Colpitts-oscillátor-kapcsolás kapacitív feszültségosztással

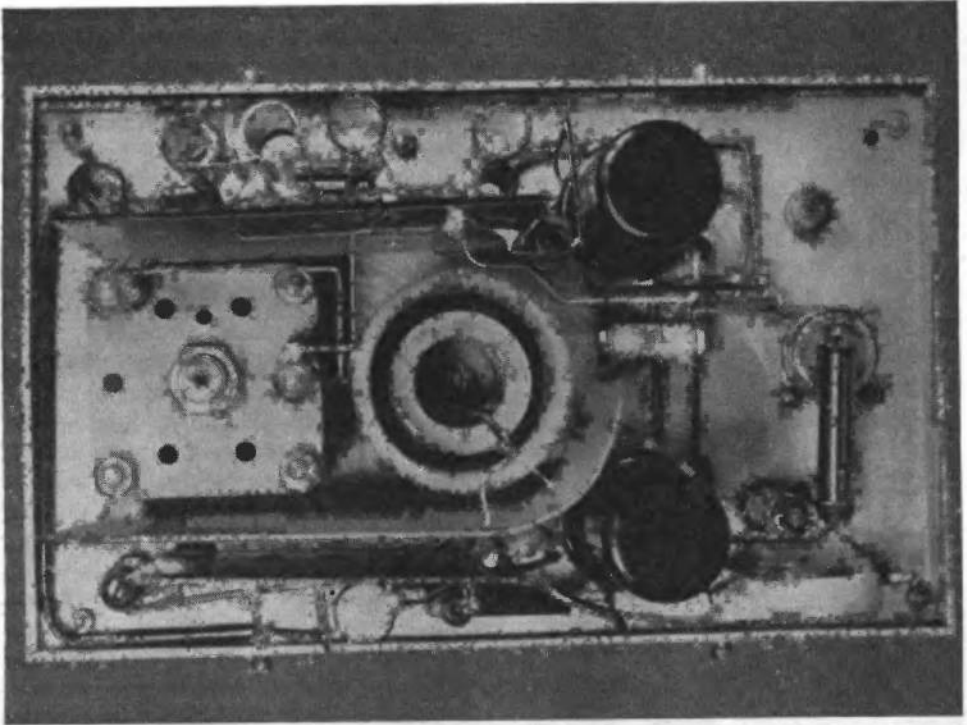
[( $C_1 = 300$  pF Calit,  $C_2 = 1$  nF Condensa,  $C_3 = 100$  pF Calit,  $C_4 = C_3$ ,  $C = 25$  pF légforgó,  $L = 30$   $\mu$ H (kerámia-testre égetett ezüst-menetekkel, Heschó-gyártmány)]

ségű, 100 pF végkapacitású légtrimmert alkalmazva, elég jó frekvenciastabilitást érhetünk el. A trimmer ebben az esetben a hangolt körnek a kívánt sávra történő pontos beállítására is felhasználható. A közölt kapcsolás nagyon népszerű, mert egyszerűsége és olcsósága ellenére jó és megbízható. Az EL83 után — minden további elválasztó-fokozat nélkül — a végfokozat következhet.

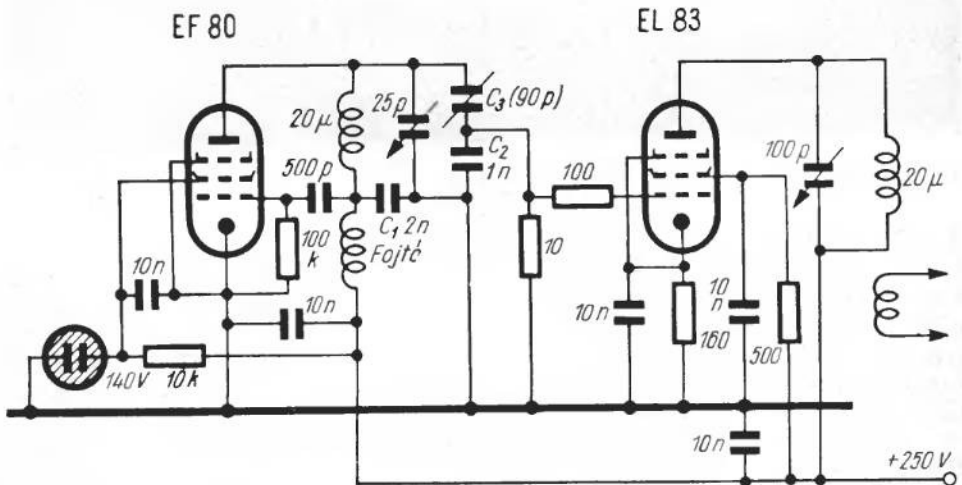


167. ábra. Nagystabilitású vezérosszillátor, elválasztó fokozattal

A 170. ábra kapacitív hárompontkapcsolású ECO-kapcsolást mutat be. A kapcsolás bizonyos szempontból kedvezőbb, mint az induktív hárompontkapcsolás, mert ennél a rezgőkör hangolókonkondenzátorát képező nagykapacitású kondenzátorok párhuzamosak a csőkapacitásokkal. Az oszcillátor-rendszert a katód, a vezérlőrács ( $g_1$ ) és a segédrács ( $g_2$ ) alkotja. A katód — éppen úgy, mint az induktív hárompontkapcsolásnál — itt is „meleg”, ami — különösen nagy frekvenciákon — bűgásmodulációt okozhat. Ha nagy stabilitásra és hiteles skálalibrációra törekszünk, akkor az anódkört ebben a kapcsolásban sem hangoljuk. Ilyen típusú, jól bevált kapcsolást tüntet fel — konkrét kapcsolási adatokkal — a 171. ábra. Az oszcillátorcső földelt anódú, ami azzal jár, hogy a körben folyó áram igen kicsi, és így túlvezérlés nem következhet be. A cső anódfeszültsége — éppen úgy, mint a következő csőé — stabilizált.



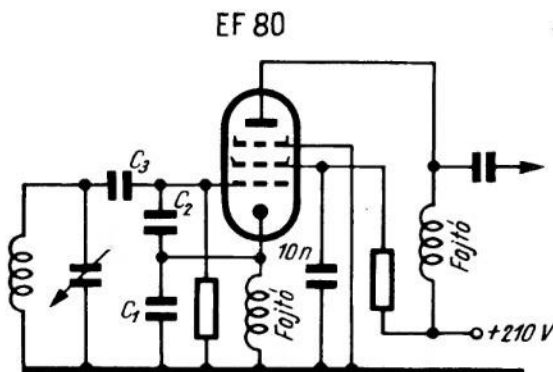
168. ábra. Nagystabilitású vezérosszillátor, elválasztó fokozattal, felülnézetben. Jól látható a forrcsúcs-sáv a rezgőköri kerámiakondenzátorokkal, az árnyékolás és a koaxiális kimenő csatlakozó



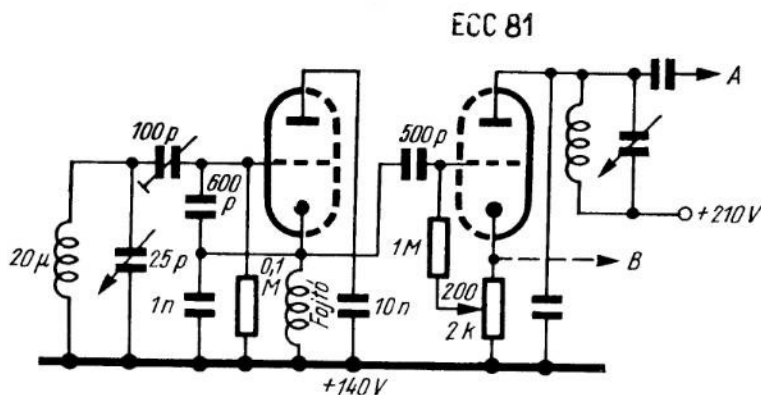
169. ábra. Kétfokozatú, Colpitts-kapcsolású vezérosszillátor



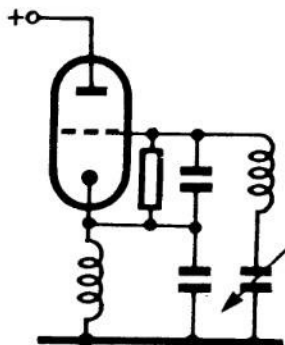
A további fokozatokból származó visszahatások elkerülése végett a második cső  $2\text{ k}\Omega$  értékű katódellenállásával párhuzamosan nem kapcsolunk RF-söntöt, aminek erős negatív visszacsatolás a következménye. A második fokozat anódkövető és földelt anódú, erős negatív visszacsatolású katódkövető erősítőként is kiképezhető; az első esetben a cső anódjáról (A pont és összefüggő vonallal kihúzott kapcsolás), a második esetben a katódjáról (B pont és szaggatott vonallal kihúzott kapcsolás) veszszük le a kimenő RF rezgést.



170. ábra. Kapacitív hárompontkapcsolás (a Colpitts-oszcillátor és az ECO kombinációja) a cső anódárama révén történő kicsatolással



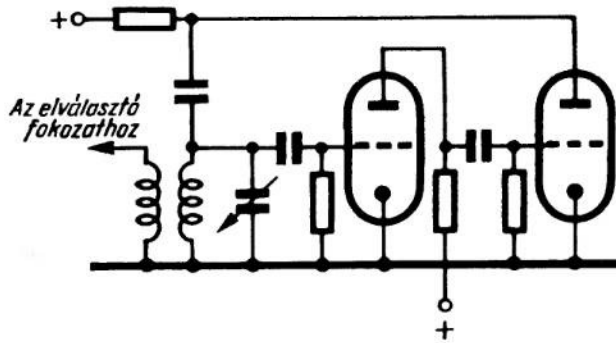
171. ábra. Földelt anódú kapacitív hárompontkapcsolás elválasztó-fokozattal



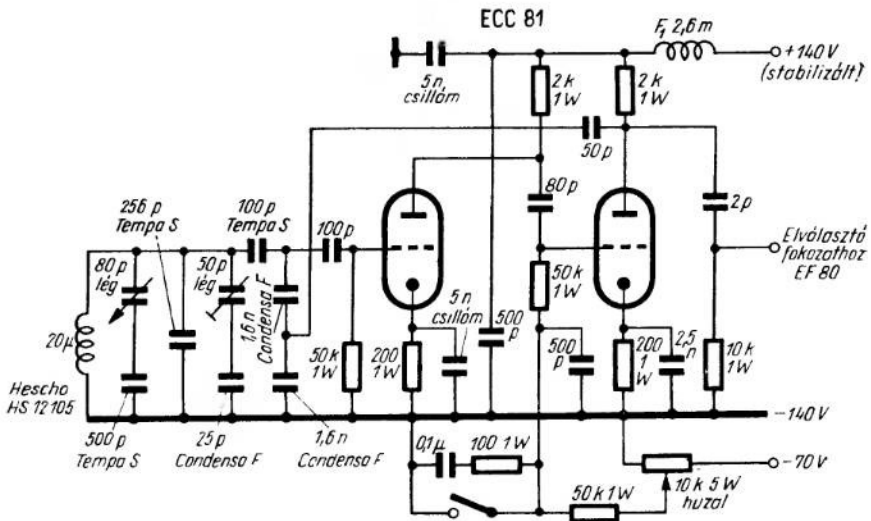
172. ábra. Clapp-oszcillátor elvi kapcsolása

A stabilitás a második esetben a legjobb, a kimenő RF feszültség azonban csak  $0,2\text{ V}$  körül van. A kapcsolásban párhuzamos rezgőkör helyett soros rezgőkört alkalmazva, az amatőr körökben igen kedvelt Clapp-oszcillátorhoz jutunk; elvi kapcsolását a 172. ábra mutatja. Ennek a kapcsolásnak is jó a frekvenciaállandósága, de ez is csak kis RF feszültséget szolgáltat. A kapcsoláshoz igen nagy jó-ságú körre van szükség, mert különben az igen kis mértékű visszacsatolás nem elegendő a rezgések fenntartására. A kapcsolás olyan, hogy a kimenő RF feszültség nagysága a frekvenciától függ. A vezérosszcillátor stabilitása érdekében mindenképpen el kell kerülni a végfokozatból származó visszahatásokat; ennek biztosítására inkább növelik a beépített csövek számát.

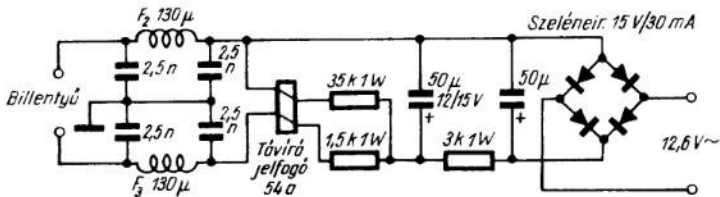




173. ábra. Franklin-oscillátor elvi kapcsolása



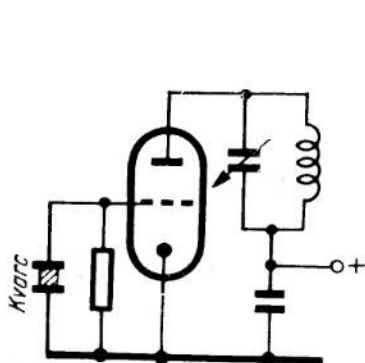
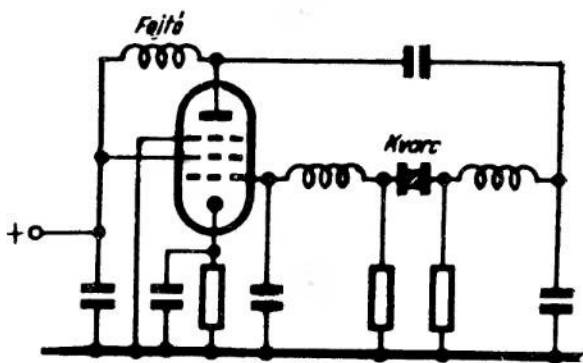
174. ábra. Franklin-oscillátor kiviteli kapcsolása

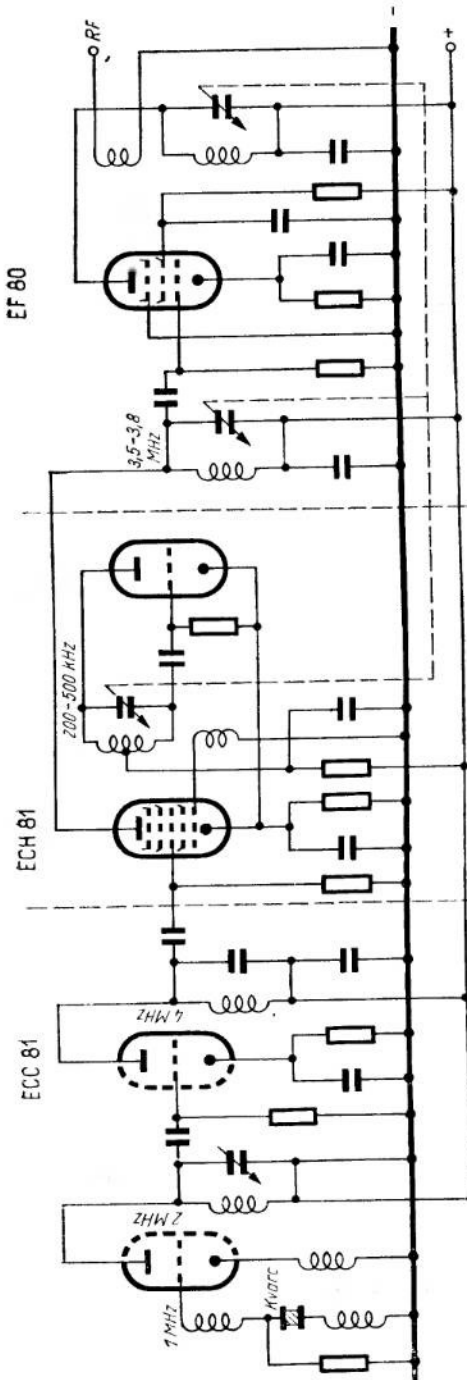


174. ábra. Franklin-oscillátor kiviteli kapcsolása

Az eddigiektől eltérő a 173. ábrán látható *Franklin*-kapcsolás. A már bemutatott kapcsolásokban a visszacsatolás — inductíve vagy kapacítíve — a hangolt körről történt; a *Franklin*-kapcsolás ezzel szemben két csővel éri el a szükséges fázisfordítást. A hangolt kör és a csövek közötti csatolás nagyon laza lehet, mert a két egymás után kapcsolt cső együttes erősítése igen nagy (a két csővel külön-külön elérhető erősítések szorzata). Az alkalmazott cső többnyire ikertrióda. A kicsatolás rendszerint induktív, vagy a második cső anódjához csatlakozó kis kapacitású kondenzátorral történik. Az egyébként igen stabil kapcsolás nagyon nagy frekvenciákon általában nem használható; 30 MHz-ig azonban alkalmassá tehető, ha mindkét anódmunkaellenállás helyére jól árnyékolt fojtót teszünk. A 174. ábra a gyakorlatban jól bevált *Franklin*-kapcsolást tüntet fel, konkrét kapcsolási értékekkel. Az oszcillátort követő fokozatnak itt is A-osztályú kapcsolásban kell dolgoznia, nehogy visszahatás következék be. Ügyelni kell a frekvenciameghatározó elemek és az azokat összekötő vezetékek minél nagyobb fokú stabilitására. A hangolt körben levő kondenzátorok dielektrikumát a hőfokkiegyenlítés követelményeinek megfelelően kell megválasztani. A frekvenciastabilitás szempontjából rendkívül fontos, hogy a hangolt kör és az ECC 81 típusú csővel megépített kétfokozatú erősítő közötti csatolás laza legyen. Az egész vezérosszcillátort árnyékoló alumínium-dobozba építjük, a tápfeszültségek betáplálásánál pedig RF szűrést alkalmazunk. Esetleg az EF 80 típusú csővel működő elválasztófokozatot is ebben a dobozban helyezük el. A RF feszültség effektív értéke a fázisfordítócső (az ECC 81 jobboldali rendszere) anódján kb. 1,2 V; a frekvenciastabilitás jobb, mint  $1 \cdot 10^{-4}$ .

Az oszcillátorok stabilitását növeli, ha a frekvenciameghatározást a szokásos hangolt körök helyett mechanikai rezgéseket végző elemek (hangvilla, kvarc) végzik. Legújabbban főképpen ferritből készült magnetosztrikciós átalakítókkal kísérleteznek. A legjobb frekvenciastabilitást eddig kvarc alkalmazásával sikerült elérni: hosszú ideig tartó üzemben 1 MHz-en 1 Hz-nél kisebb volt az eltérés. Éppen ezért a legnagyobb frekvenciaállandóságot igénylő helyeken kvarcvezérlésű oszcillátorokat alkalmaznak. A kvarcvezérlésű oszcillátor azonban közvetlenül nem hangolható más hullámra; részben ezért, részben drágasága miatt amatőr-adóban ritkán alkalmazzák. A kvarcvezérlésű oszcillátorok két alapkapcsolását a 175. és a 176. ábra mutatja be; frekvenciaállandóság szempontjából egyenértékűek. A 175. ábrán a *Pierce*-kapcsolás, a 176. ábrán pedig a *Heegner*-kapcsolás egyik változata látható. Természetesen szám-

175. ábra. *Pierce*-oszcillátor176. ábra. *Heegner*-kapcsolású oszcillátor



177. ábra. Frekvenciaváltó-elven működő vezérosszillátor

talán kísérlet történt a kvarcvezérlésű és egyéb oszcillátorok előnyeinek az összekapcsolására. Vannak szabályozható frekvenciájú kvarcok, amelyek lehetővé teszik az oszcillátor szűk frekvenciahatárok közötti hangolását; ez azonban a stabilitás rovására megy. Meglehetősen stabil oszcillátorhoz jutunk nagy frekvenciájú kvarcvezérlésű oszcillátor és folyamatosan hangolható oszcillátor rezgéseinek a szuper-elv alapján történő keverése által; ilyen kapcsolás elvi felépítését mutatja be a 177. ábra. Az 1 MHz frekvenciájú kvarcvezérlésű oszcillátor — kétszeres frekvenciakettőzés után — stabil, 4 MHz frekvenciájú rezgést szolgáltat; a kimenő feszültsége kb. 0,1 V legyen. A kb. 200 és 500 kHz között hangolható másik rezgést egyetlen trióda állítja elő.

A két rezgést a keverőcsőre kapcsoljuk, amelynek az anódkörében lényegében két keverékrezgés ( $f_0 \pm f_v$ ) jelenik meg. Az anódkörbe kapcsolt, 3,5 és 3,8 MHz között hangolható rezgőkör ezek közül a különbségi rezgést választja ki, amelyet még egy fokozat tovább erősít. Ez a módszer igen stabil frekvenciájú rezgést szolgáltat, nem könnyű azonban távoltartani a további fokozatoktól a zavaró, nem kívánatos keverékrezgéseket. Éppen ezekre való tekintettel fontos az egyes kapcsolási egységek kifogástalan árnyékolása és fojtózása, és legalább két körnek a kívánt frekvenciára kell hangoltnak lennie. A kapcsolásnak — amatőr-szemmel nézve — még egy előnye van: a két laprezgés közül csak az egyiket billentyűzük, ami biztosítja a billentyűzés tisztaságát.

Végezetül egy — amatőr-adóban ma már alig használt — kapcsolást ismertetünk, amelynek az ismerete fontos lehet; ez a *Huth—Kühn*-kapcsolás. Ilyen jellegű a 175. ábrán bemutatott *Pierce*-kapcsolás is. A visszacsatolás ennél a kapcsolásnál a belső csőkapacitáson keresztül történik. Tulajdonképpen minden olyan erősítőkapcsolás, amelyekben az anódkört és a rácskört ugyanarra a frekvenciára hangolják, *Huth—Kühn*-kapcsolásnak tekinthető; az erősítőknél azonban gondosan kerülünk minden visszacsatolást, és arra törekszünk, hogy a fokozat ne *Huth—Kühn*-kapcsolású oszcillátorként működjék. Kis csőkapacitások, jó árnyékolás és egyéb célszerű kapcsolási fogások révén biztosítható is az adók stabil működése. Ezekre a kapcsolási fogásokra a végerősítő-fokozatok tárgyalásakor térünk majd ki.

## 6.24 A vezéroszcillátorban felhasznált alkatrészek

Korábban már megállapítottuk, hogy a frekvenciastabilitás az alkalmazott kapcsoláson és a készülék megépítésének a módján kívül főképpen a felhasznált alkatrészekről függ. Az oszcillátorcsövön belüli instabilitások — amilyenek elsősorban a bonyolultabb szerkezetű pentódáknál fordulnak elő — többnyire a frekvenciastabilitásra is kihatnak. A stabilitás szempontjából előnyösebb, ha oszcillátorcsőként kevésbé terhelte triódát használunk. Az *ECO*-kapcsolás oszcillátorcsőve mindig triódának tekinthető, a cső anódját ugyanis a következő fokozathoz számíthatjuk. Azt már említettük, hogy legalább a segédrácsot vagy az anódot stabilizált feszültséggel kell táplálni. A legtöbb nehézséget a hangolt kör okozza. A tekercsnek is, és a kondenzátornak is időben állandónak kell lennie. Ha pl. a 14 MHz-en megengedett legnagyobb frekvenciaingadozás 700 Hz, akkor ez azt jelenti, hogy a hangolt kör induktivitásának, ill. kapacitásának eredeti értékétől legfeljebb 0,01%-kal szabad eltérnie; ha mind a két alkatrész változtatja értékét, akkor együttes változásuknak szabad ekkorának lennie. A változás oka mechanikai, elektromos vagy hőhatás lehet. A forgókondenzátor kapacitása ne legyen nagyobb, mint okvetlenül szükséges. A lemezei közötti távolság lehetőleg nagy legyen, hogy a forgó rész helyzetének az álló részéhez képesti kisebb elmozdulása ne befolyásolja észrevehetően a kapacitást. Jó legyen a forgórész csapágyazása. Kúpos csúszócspapágy jobb, mint a golyóscspapágy. A forgórészsel való villamos kapcsolatot a forgókondenzátor tengelyébe fűrt, hosszanti irányú furaton át kivezetett sodrat-huzal biztosítsa. A lemezugó-érintkező rendszerint nem megfelelő; a spirálrugós elvezetés használhatatlanná teszi a forgókondenzátort. A korszerű rövidhullámú kondenzátorok között sok olyan is van, amelyeknek a tengelye kerámia anyagból készült, álló részeik pedig szigeteltek, ami kedvező gyakorlati felépítést biztosíthat. A körben levő többi kondenzátor kapacitásának időben állandónak kell lennie, a hőmérséklettől való függése pedig lehetőleg olyan legyen, hogy a körben levő többi elem, főképpen pedig a tekercs elektromos jellemzőinek hőmérsékletváltozás folytán bekövetkező megváltozását kiegyenlítse. Ha hőfokkiegyenlítésre nincs lehetőség, akkor lehetőleg olyan kondenzátorokat és tekercseket alkalmazunk, amelyeknek kicsi a hőfokgyűrűthetőség. A kondenzátorok között ilyen pl. a narancs-sárga színéről felismerhető „Tempa S” jelű kerámia kondenzátor. A vezéroszcillátorba beépített tekercsek lehetőleg kalit-testre égetett ezüst-menetűek legyenek. Az ilyen elemekből összeállított hangolt kör frekvenciaeltérése kereken  $1 \cdot 10^{-4}$ -szeres  $^{\circ}\text{C}^{-1}$ -ként; kerülnünk kell tehát minden — akár külső ok, akár a körben folyó áram hatására bekövetkező — melegedést. Hőfokkiegyenlítés alkalmazásával ennél sokkal kedvezőbb értékek is elérhetők. A hőfokkiegyenlítés — mint a fizikai alap-

ismeretekkel foglalkozó részben már ismertettük — abból áll, hogy az egyes kapcsolási elemek hőfokhibáját különböző hőfokegyütthatójú kondenzátorokból összeállított kombinációk segítségével végeredményben nullává, ill. nullához közeli kis értékűvé tesszük. Megvalósításához az összehasonlítás alapjául szolgáló pontos frekvenciájú rezgésre és nagy mennyiségű különféle kondenzátorra van szükségünk, amelyekkel addig kísérletezünk, amíg a kívánt kiegyenlítést el nem értük.

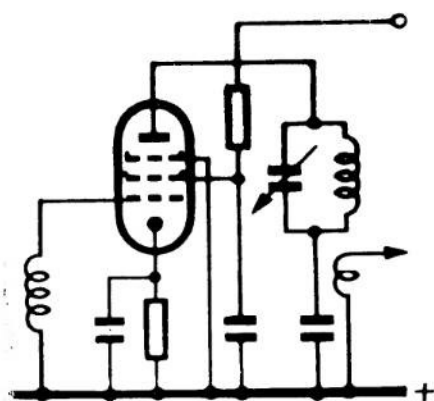
Az oszcillátorfokozat további fontos eleme a RF fojtó. A szokásos 2,5 mH induktívitású fojtó alkalmazása itt nem előnyös; jobb az ún. rezonancia-fojtó — olyan fojtó, amely a párhuzamos szerelési és csőkapacitásokkal együtt az üzemi frekvenciára hangolt kört képez. A 80 méteres sávban megfelelő induktívitású pl. a 0,15 mm  $\varnothing$  zománcszigetelésű vörösrézhuzaiból szárnyas vasmagra csévélve, kb. 40 menetből álló tekercs. RF fojtótekercsek méretezésére vonatkozó, jól bevált szabály a következő: 15—20 mm átmérőjű csőre tekercseljünk kb. 0,15 mm  $\varnothing$  zománcszigetelésű vörösrézhuzaiból, szorosan egymás mellé csévélve menetekkel; a feltekercselt huzal  $\lambda/4$  hosszúságú legyen. Az ilyen tekercs fojtó hatása jobb, mint a legtöbb másfajtaé. A fojtók beépítésekor természetesen ügyelni kell arra, hogy más tekercsekkel ne kerüljenek csatolásba. Ebből a szempontból előnyös a szárnyas vasmag, mert az ilyenre tekercselt fojtót könnyebb árnyékolni, mint pl. egy 50 mm hosszú hengeres tekercset.

## 6.3 KÖZBENSŐ FOKOZATOK

### 6.31 Elválasztó- (puffer-) fokozat és frekvenciasokszorozó

Az egyes kapcsolások ismertetésekor többször is utaltunk az elválasztó-, más néven puffer-fokozatok fontosságára. Az elválasztó-fokozat célja az, hogy megakadályozza a végerősítő fokozat visszahatását az oszcillátorra. Visszahatás a végerősítő fokozatban történő változás — az antennahangolás,

ill. az antennacsatolás megváltoztatása — következtében jöhet létre; ilyen alkalmakkor megváltozik a rácsáram erőssége, ezzel együtt az előző fokozatok terhelése, aminek a következtében ezeknek — köztük a vezéroszcillátornak is — a munkapontja eltolódik. Visszahatás elkerülése végett a vezéroszcillátor és a végerősítő fokozat közé rendszerint A-osztályú üzemben működő elválasztó-fokozatot iktatnak; az A-osztályú erősítő munkapontja ugyanis a jelleggörbe egyenes szakaszán van, és kivezérlése csak olyan mértékű, hogy rácsáram még nem folyik. A 178. ábrán ismét bemutatjuk az elválasztó-fokozat elvi kapcsolását. A rács- és anódkört gondosan el kell árnyékolni egymástól, nehogy a



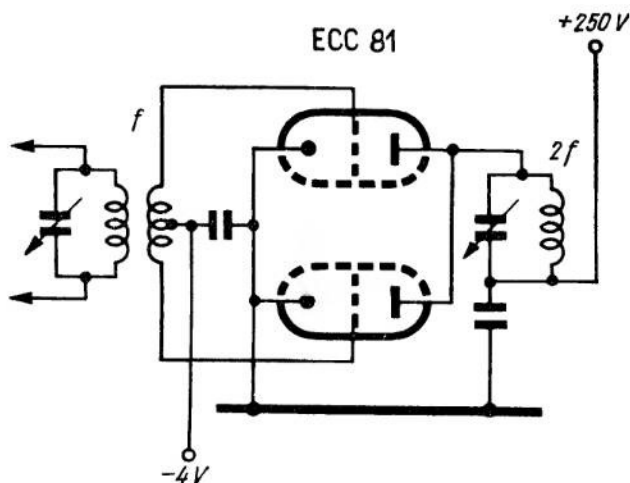
178. ábra. Elválasztó- (puffer) fokozat

fokozat Huth—Kühn-kapcsolású oszcillátorként működjék. Ennek ellenére előfordulhat, hogy a fokozatot a belső csőkapacitások révén történő visszacsatolás instabillá teszi; ebben az esetben neutralizálást kell alkalmazni, vagyis a nem kívánatos vissza-

csatolt feszültséget azonos nagyságú, ellentétes fázisú feszültséggel kell kiegyenlíteni. Az erősítő fokozatokban alkalmazott pentódák és egyéb árnyékoltrácsú csövek legnagyobb előnye éppen az, hogy többnyire elkerülhetővé teszik a neutralizálást. A neutralizálásnak két fajtája van: a rács- és az anód-neutralizálás.

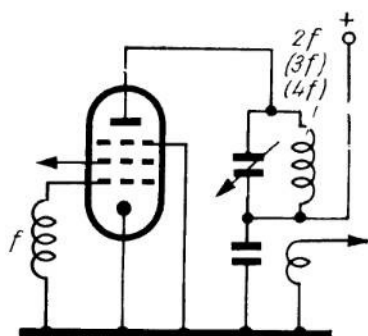
Neutralizálásra csak akkor lehet szükség, amikor a rács- és az anódkör ugyanarra a frekvenciára hangolt; frekvenciakétszerező fokozatban — amelyikben az anódkör frekvenciája a rácskörének a kétszerese — nem kell neutralizálni. Ha mégis sor kerül rá, akkor a kétszeres frekvencián kell némi visszacsatolást létesítenünk. A keskeny amatőr-sávokon hangolt anódkör helyett rezonancia-fojtó is alkalmazható. Az A-osztályú erősítővel elérhető legjobb hatásfok 50%, vagyis az anódkör RF teljesítménye ugyanakkora lehet, mint az anódvesztés; az elválasztó-fokozatként alkalmazott A-osztályú erősítőt azonban nem szabad annyira kivezérelni, hogy elérje ezt a hatásfokot. A közönséges A-osztályú erősítőnél jobb az erős negatív visszacsatolású elválasztó-fokozat;ilyent mutattunk be a 171. ábrán. A földelt rácsú és földelt anódú erősítő ugyancsak jól megfelel elválasztó-fokozatként. A 171. ábrán szaggatott vonallal rajzolt kapcsolásban az elválasztó-fokozat földelt anódú; azért nevezik így, mert a cső anódját kondenzátoron keresztül földeljük, és így RF szempontból „hideg”. Ehhez hasonlóan földelt rácsúnak nevezik az olyan kapcsolást, amelyikben a cső rácsa „hideg”; ilyenre a végerősítő fokozattal foglalkozó részben mutatunk be példát.

Az elválasztó-fokozaton kívül adókészülékekben gyakran találkozunk frekvencia-sokszorozó-fokozattal is. Ezek rendszerint frekvenciakétszerezők; frekvencia-háromszorozó alkalmazására ritkábban kerül sor. Jellegzetes és igen jó hatásfokú frekvenciakétszerező kapcsolást mutatunk be a 179. ábrán. A kapcsolás ellenütemű, a csövek C-osztályú üzemben dolgoznak, vagyis munkapontjuk a rácsfeszültség-anóddáramjelleggörbe alsó könyökén is túl van. A csövek rácsai ellenütemű RF vezérlést kapnak, anódjukat viszont összekötjük, így az anódkörben megjelenő rezgés frekvenciája a rácsot vezérlő rezgés frekvenciájának a kétszerese; az alaprezgés nem is jelenik meg az anódkörben, éppen ezért ezt a kapcsolást egyoldalsávú adókban is használják. Hatásfoka igen jó: meghaladhatja a 60%-ot is, ezért végfokozatként is megfelelő. A kapcsolás hátrányos tulajdonsága, hogy ellenütemű vezérlést igényel, aminek a megvalósítása különösen az átkapcsolások alkalmazásával jelentkező nehézségeket okoz. Az amatőrök



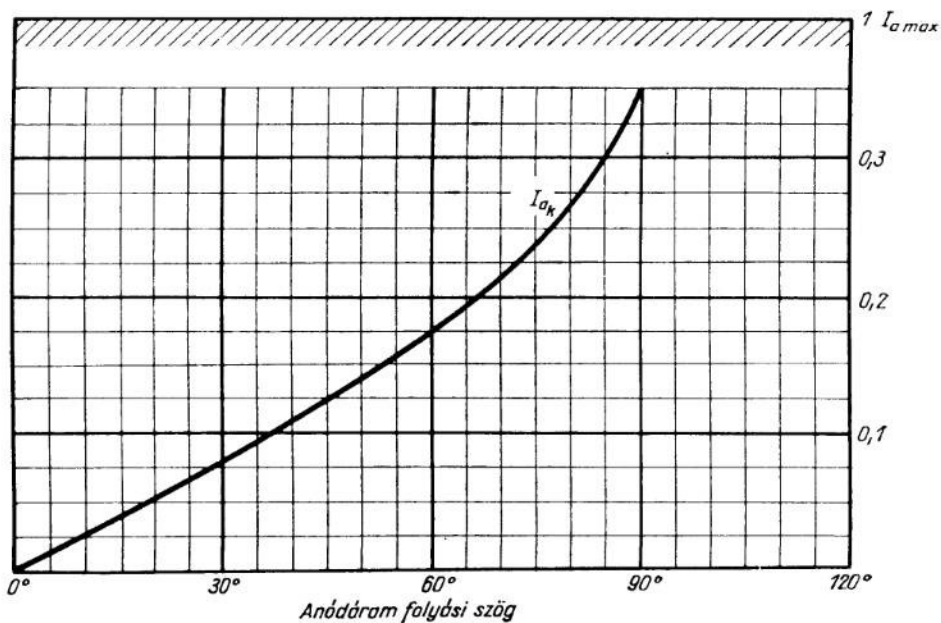
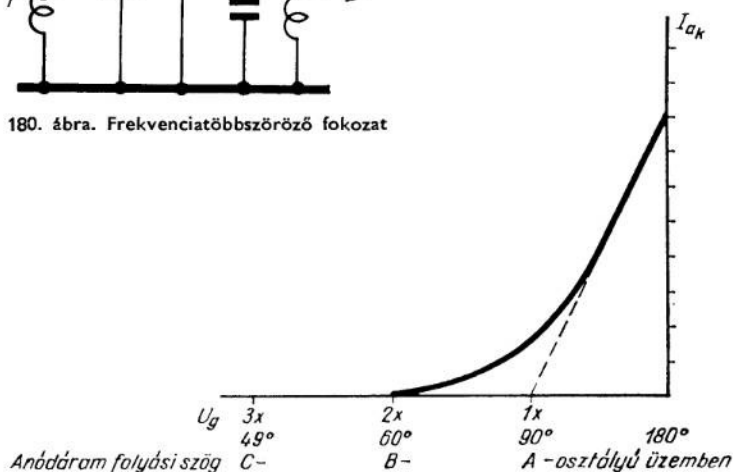
179. ábra. Push-pull frekvenciakétszerező

ezért frekvenciakétszerezésre és frekvenciaháromszorozásra szívesebben használnak az elválasztó-fokozathoz hasonló kapcsolásokat; a munkapontot ezeknél természetesen másképpen kell megválasztani. A kapcsolást a 180. ábra mutatja; a rácselő-



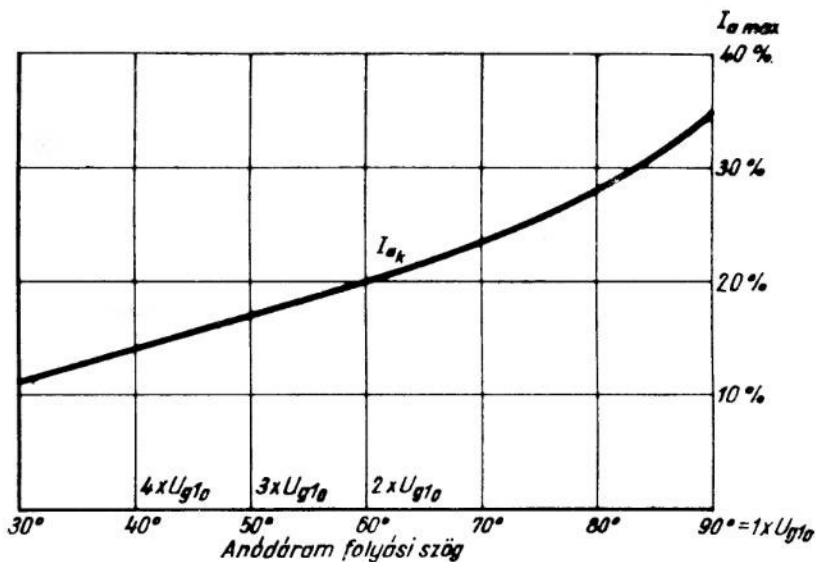
180. ábra. Frekvenciátöbbszöröző fokozat

feszültség betáplálásától eltekintve egyezik a 178. ábra szerinti kapcsolással. A rácselektroda feszültség értékének a helyes megválasztása rendkívül fontos. A megfelelő rácselektroda feszültség és a hozzá tartozó katódáram meghatározásának a megkönnyítésére szolgálnak a 181–185. ábrák közötti diagramok. A most következő

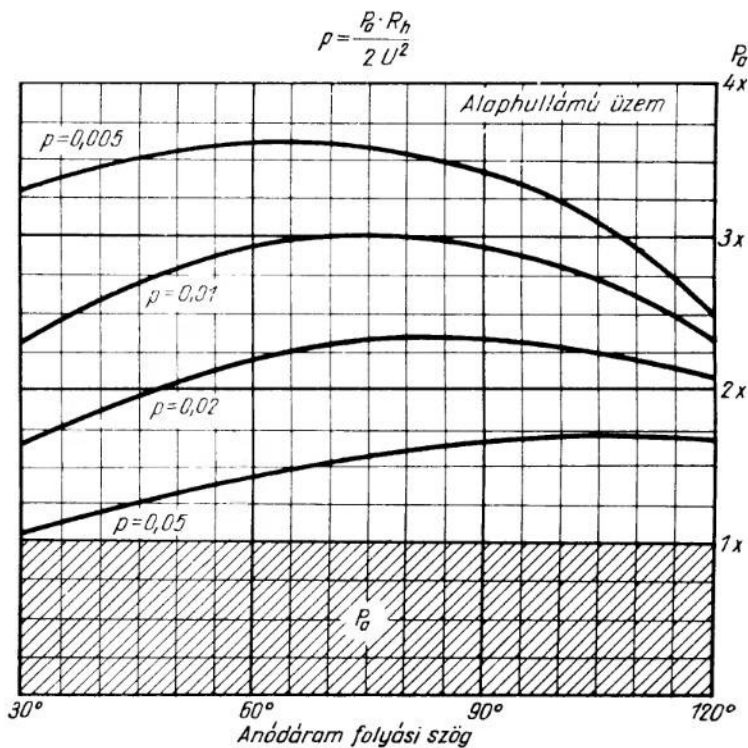


181. ábra. Az egyes üzemmódok jellemzői és az azok közötti összefüggések



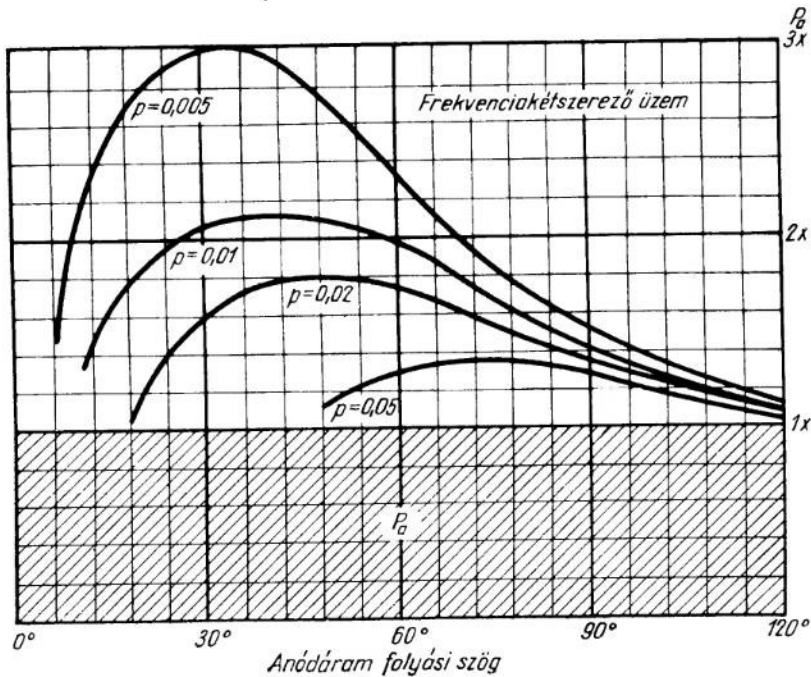


182. ábra.  $I_{a_k}$ -diagram



183. ábra. Elválasztó-fokozat méretezésére szolgáló nomogram

fejtegetésben — egyszerűség kedvéért — a cső idealizált jelleggörbéjéből indulunk ki. A 181. ábra a különböző üzemmódokra jellemző viszonyokat tünteti fel. Mint korábban már megállapítottuk, a cső munkapontja A-osztályú üzemben a rácsheszültség-anódáram-jelleggörbe egyenes szakaszán, B-osztályú üzemben az alsó könyökben, C-osztályú üzemben pedig attól balra helyezkedik el. A szóban forgó kapcsolás korszerű tárgyalásánál az ún. áramfolyási szöggel ( $\Theta$ ) számolnak; ez annak a szögnek a fele amelyiknek megfelelő ideig a vezérlő feszültség egy teljes periódusa alatt valóban áram

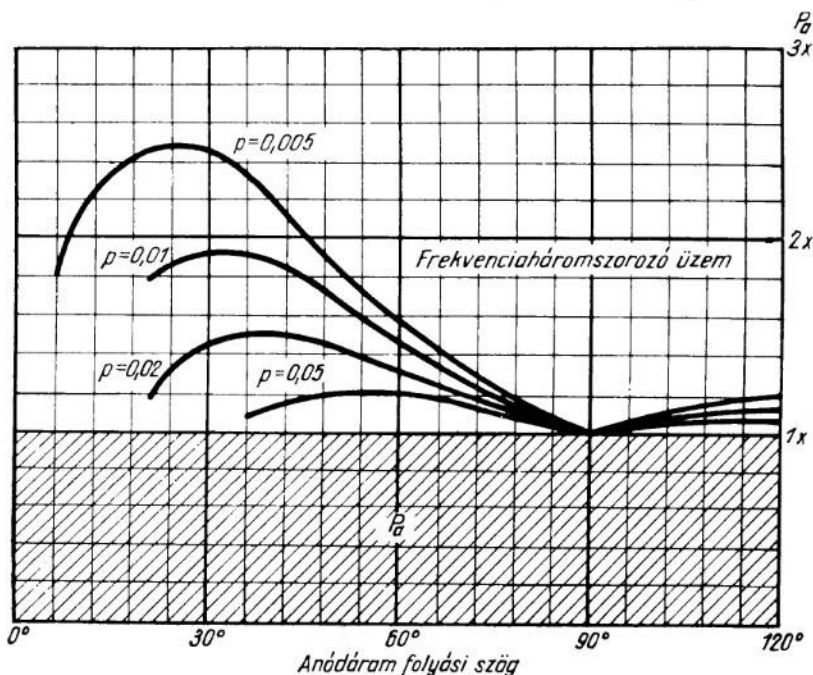


184. ábra. Frekvenciakétszerező tokozat méretezésére szolgáló nomogram

folyik, ezzel jellemezzük a munkapont beállítását. Minthogy ez a fogalom az amatőrök nagy többsége számára idegen, a 181. ábrán feltüntettük a különböző rácsheszültségeknek megfelelő anódáramfolyási szögeket; a megadott szögek arra az esetre vonatkoznak, ha a vezérlő feszültség amplitúdója egyenlő a rácsheszültséggel, vagyis éppen az  $U_g = 0$  értékig vezérli ki a rácst. A C-osztályú üzemhez szükséges rácsheszültség megállapítását a B-osztályú üzem előfeszültségének a kiszámításával kezdjük; ez az a rácsheszültség, amelynél a nyugalmi anódáram az A-osztályú üzembeni nyugalmi anódáram értékének kb. 10%-a, a hozzá tartozó anódáramfolyási szög  $90^\circ$ . A C-osztályú üzemben alkalmazott rácsheszültség ennél negatívabb; mint később látni fogjuk, ennek az előfeszültségnek a kétszeresét, ill. háromszorosát szokás alkalmazni, az ezeknek megfelelő anódáramfolyási szög kb.  $60^\circ$ , ill.  $49^\circ$ . B- és még inkább C-osztályú üzemben az anódáram nem folytonos, hanem időszakos, impulzus-szerű. Az anódáram csúcserő, amely A-osztályú üzemben nagyjából az anódárammérő műszeren leolvasható közepes anódáramérték kétszerese, B-osztályú üzemben háromszor, C-osztályú üzemben pedig — a rácsheszültségtől függően —

sokszor több annál. A cső katódja azonban nem képes tetszés szerinti mennyiségű elektron kibocsátására; a cső kivezérelhetőségét ezért elsősorban nem az anódvesztés, hanem a megengedhető legnagyobb emissziós áram — más néven katódáram — határozza meg. Ennek értékét a csőtáblázatok tartalmazzák.

A katódáram a cső valamennyi elektróda-áramának az összege. A csőtáblázatokban megadott maximális érték olyan különleges viszonyok között érvényes, amelyek esetünkben nem állnak fenn; a táblázatokban megadott értéket éppen ezért nyugod-



185. ábra. Frekvenciaháromszorozó fokozat méretezésére szolgáló nomogram

tan túlléphetjük mintegy 50%-kal. Az amatőr-igényeket kielégítő, egyszerűsített számítási eljárásnál azt a könnyítést is megengedhetjük magunknak, hogy a segédrács-áramot figyelmen kívül hagyjuk, és a megengedhető legnagyobb katódáramot az anódáram megengedhető csúcserkével egyenlőnek tekintjük, vagyis:

$$I_{k \max} = I_{a \max}$$

PI. EF 80 típusú cső megengedhető legnagyobb katódárama a csőtáblázat szeri 15 mA; frekvenciatöbbszöröző fokozatban azonban nyugodtan megengedhetünk  $I_{k \max} = I_{a \max} = 25$  mA maximális katód-, ill. anódáramot. Ez az érték az anódáram csúcserké; a közepes anódáram — amelyet az anódárammérő műszer mutat — ennél kisebb. A 182. ábrán közölt diagram a közepes anódáram és az anódáram csúcserkének az arányát ábrázolja a rácslőfeszültség, ill. az anódáramfolyási szög függvényében. A 183. ábra azonos frekvenciára hangolt rác- és anódkörű erősítő, a 184. ábra frekvenciakétszerező fokozat, a 185. ábra pedig frekvenciaháromszorozó fokozat

által felvett teljesítmény megoszlását — mekkora hányada az anódvesztesség, és mekkora a hasznos RF teljesítmény — ábrázolja ugyancsak az anódáramfolyási szög függvényében. A nomogramok minden egyes görbéje egy további  $p$  paraméter más-más értékét veszi figyelembe; e paraméter mibenlétét a végerősítő fokozatokkal kapcsolatban részletesen ismertetjük. Az amatőr-gyakorlatban előforduló üzemi viszonyokat a  $p = 0,01$  és  $p = 0,02$  közötti paraméter-értékek jellemzik. Nagy teljesítményű, nagymeredekségű cső és nagy jóságú anódkör esetén  $p = 0,01$ .

Frekvenciakétszerező fokozatban a B-osztályú üzemhez szükséges rácselőfeszültség kétszeresét, frekvenciaháromszorozóban a háromszorosát szokás alkalmazni. A B-osztályú üzemhez szükséges előfeszültség a csőtáblázat adatai ( $S$ ,  $I_{a0}$ ,  $U_{g1_0}$ ) alapján is könnyen meghatározható; a táblázatban megadott előfeszültséget  $I_{a0}/S$  értékkel csökkenteni kell. Az egész eljárás alkalmazását gyakorlati példán mutatjuk be: tervezzünk frekvenciaháromszorozó fokozatot EL83 típusú csővel. Kérdés: mekkora RF teljesítményt szolgáltat a cső, mekkora legyen a rácselőfeszültség, végül pedig mekkora az anódvesztesség 250 V tápfeszültség esetén? A csőtáblázat szerint a megengedhető legnagyobb anódvesztesség  $P_{amax} = 9$  W, az anódáram megengedhető legnagyobb értéke 70 mA. A mondottak alapján  $I_{amax} = 100$  mA értékkel számolhatunk. A csőtáblázat szerint szükséges rácselőfeszültség:  $U_{g1_0} = -5,5$  V, a nyugalmi anódáram értéke:  $I_{a0} = 36$  mA, a meredekség:  $S = 10,5$  mA/V (kerekén 10 mA/V-ot vehetünk). A B-osztályú üzemben szükséges rácselőfeszültség a megadottnál  $I_{a0}/S = 36$  mA/10 mA/V = 3,6 V értékkel kisebb, vagyis  $U_{g1_0} = -5,5 - 3,6 =$  kerekén  $-9$  V. Frekvenciaháromszorozó kapcsolásban ennek az előfeszültségnek a háromszorosára, vagyis  $3 \cdot 9 = 27$  V-ra van szükség; a vezérlő rácsfeszültség csúcsertékének eszerint kb. 30 V-nak kell lennie. A 181. ábra értelmében ennek a rácselőfeszültségértéknek  $49^\circ$  anódáramfolyási szög felel meg. A közepes anódáram értéke ennél a szögnél a 182. ábrából kiolvashatóan az anódáram megengedhető csúcsertékének kb. 17%-a, vagyis

$$I_{ak} = 0,17 \cdot I_{amax} = 0,17 \cdot 100 = 17 \text{ mA};$$

maximálisan ekkorának szabad lennie az anódegyenáramnak. A tápfeszültségforrás által szolgáltatott teljesítmény:

$$P_{be} = U \cdot I_{ak} = 250 \text{ V} \cdot 0,017 \text{ A} = 4,25 \text{ W}.$$

A  $\theta_a = 49^\circ$  anódáramfolyási szög esetén,  $p = 0,01$  paraméter-érték mellett betáplált teljesítmény — mint a 185. ábrából kivehető — az anódvesztesség 1,7-szerese, vagyis

$$P_{be} = 1,7 \cdot P_a,$$

amiből

$$P_a = \frac{P_{be}}{1,7} = 2,5 \text{ W},$$

a hasznos RF teljesítmény pedig:

$$P_{RF} = P_{be} - P_a = 4,25 - 2,5 = 1,75 \text{ W}.$$

A fokozat hatásfoka tehát:

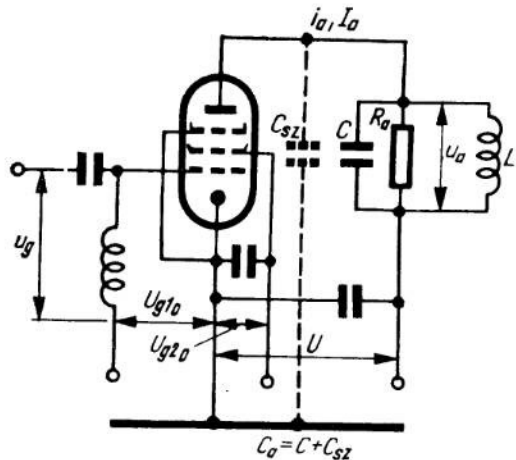
$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{be}} = \frac{1,75}{4,25} = \text{kb. } 40\%.$$

Ezek szerint olyankor, amikor az anódáram csúcserője  $I_{a \max} = 100$  mA, az anódvesztés  $2,5$  W, az RF teljesítmény pedig  $1,75$  W. Az amatőrök rendszerint nem ismerik ezeket az adatokat, a csöveket ennek következtében helytelen beállításban üzemeltetik, ami azután a csövek megrongálódását eredményezi. Eppen erre való tekintettel ismertettük ilyen részletesen — ha egyszerűsítve is — a frekvenciatöbbszörös fokozat méretezésének a menetét. A fenti  $1,75$  W RF teljesítmény egyébként a szokásos végerősítő fokozatok kivezrléséhez általában bőven elegendő.

## 6.4 A VÉGFOKOZAT

### 6.41 Általános tudnivalók

Az amatőradó végfokozata rendes körülmények között szelektív RF teljesítményerősítő fokozat. A híradástechnikában használatos erősítők általában kétfélek: feszültségerősítők és teljesítményerősítők. A feszültségerősítők közé tartoznak pl. a hangfrekvenciás előerősítők, és rendszerint az RF erősítők is. Ennél az erősítőtípusnál a feszültség megnövelése fontos, mert az utána következő fokozat vezérléséhez lényegileg csak rácsváltakozófeszültségre van szükség, teljesítményre alig. A végerősítő fokozatnak ezzel szemben teljesítményt kell szolgáltatnia: működtetnie kell a hangszórót, vagy — mint ebben az esetben — RF energiát kell kisugározni. Az RF teljesítmény, erősítőknek ismét két fajtájuk van, attól függően, hogy csak egyetlen frekvenciát vagy egy egész frekvenciasávot kell erősíteniük. Az első esetben szelektív, a másodikban szélessávú erősítőről beszélünk. Szélessávú erősítés az adókban pl. a sávszűrők, ill. RF fojtók útján csatolt közbenső erősítőknél fordul elő; szelektív erősítő pedig minden olyan fokozat, amelyiknek az anódmunkaellenállása hangolt kör. A különféle erősítők kapcsolása és munkapontra állítása természetesen igen eltérő; ami a kapcsolást illeti, földelt katódú, földelt rácú és földelt anódú kapcsolások egyformán használatosak. Mielőtt azonban rátérnénk



186. ábra. Adó végfokozatának elvi kapcsolása

a részletekre, meg kell még emlékeznünk a végfokozatokban végbemenő folyamatokról; később — ismét egyszerűsített számítási eljárás alkalmazásával — ismertetjük a számszerű összefüggéseket is.

A 186. ábra adókészülék végerősítő fokozatának az elvi kapcsolását mutatja be; a vezérlőrác (g<sub>1</sub>) előfeszültsége az üzemmódtól függ. Mint ismeretes, A-osztályú üzemben az egyesnek tekintett rácfszültség-anódáram-jelleggörbe közepén, a negatív rácfszültség-tartományban vesszük fel a munkapontot. Az anódváltakozóáram arányos a rácsváltakozófeszültséggel; a rácfszültség a legnagyobb kivezrlés esetén sem

nyúlik át a pozitív tartományba, rácsáram tehát nem folyhat, és így a cső elektron-árama nem hathat vissza az előző fokozatra. Ezt az üzemmódot főképpen elválasztó-fokozatokban alkalmazzák. Hatásfoka nem túlságosan jó, az 50%-ot nem haladhatja meg. Az anódáram csúcsértéke nem lehet nagyobb, mint az anódárammérő műszeren leolvasható anódegyenáram kétszerese.

B-osztályú üzemben a munkapontot a jelleggörbe alsó könyökében vesszük fel, anódáram tehát csak a rácsváltakozófeszültség pozitív félperiódusaiban folyhat. Ezt az üzemmódot gyakran használják hangfrekvenciás erősítőkben, ellenütemű kapcsolásban; az ellenütemű kapcsolat következtében torzítás nem keletkezik. Adókban, — RF erősítőként — egyenes kapcsolatban is alkalmazzák; a keletkező torzításokat a hangolt RF kör szűri ki. Az anódáram csúcsértéke kb. háromszorosa az anódárammérő műszeren leolvasható anódegyenáram értékének.

C-osztályú üzemben még negatívabb rácselőfeszültséget alkalmazunk; ez az üzemmód csak frekvenciatöbbszöröző fokozatokban és adók végfokozatában fordul elő. Ebben az üzemmódban érhető el a legjobb — 80% fölötti — hatásfok. Minthogy a katód-, ill. anódáram csúcsértéke igen nagy, nem minden típusú cső alkalmas erre az üzemmódra.

A teljesítményerősítők — köztük az adók végerősítői — generátorok, amelyek akkor dolgoznak a legjobb hatásfokkal, ha a terhelésüket „illesztjük”, vagyis ha a terhelő ellenállásuk a legkedvezőbb értékű. Mint a 169. ábrán látható, a végerősítő cső munkaellenállása párhuzamosan kapcsolt induktivitásból, kapacitásból és ellenállásból áll; ez a párhuzamos ellenállás nem a szokásos értelemben vett veszteségi ellenállás. Az anódkörben nem jön létre egyenáramú feszültesítés, a tápfeszültségforrás teljes feszültsége állandóan hat az anódon. A tápfeszültséghez még hozzáadódik az anódváltakozófeszültség, amely a rácson történő vezérlés következtében a hangolt körön alakul ki. Minthogy a rezonanciában levő hangolt kör hatásos ellenállásként viselkedik, az anódváltakozófeszültség értéke a hangolt kör fáziseltolódást nem okozó, véges értékű  $R_0$  ellenállásából és az anódváltakozóáramból  $Ohm$  törvénye alapján egyszerűen kiszámítható. Tételezzük fel, hogy végfokozatunkban az anódváltakozóáram csúcsértéke — ami a munkapont beállításától és a rácson levő vezérlő feszültség nagyságától függ —  $i_a = 100$  mA, a hangolt kör  $R_0$  ellenállása pedig a változó antennacsatlós következtében 1000  $\Omega$  és 5000  $\Omega$  között ingadozhat. Minthogy az anódváltakozó-feszültség csúcsértéke:

$$u_a = i_a \cdot R_0,$$

azért az egyik határesetben

$$u_a' = i_a \cdot R_0' = 0,1 \cdot 1000 = 100 \text{ V},$$

a másik határesetben pedig

$$u_a'' = i_a \cdot R_0'' = 0,1 \cdot 5000 = 500 \text{ V}$$

anódváltakozófeszültség alakul ki. Ha az anódtápfeszültség 400 V, akkor az anód feszültsége a katódhoz képest az egyik határesetben  $(400 \pm 100)$  V, a másik határesetben pedig  $(400 \pm 500)$  V szélső értékek között változik. A második esetben az anód időnként negatívabb a katódnál, ami a csövet igénybevevő nagy feszültségeken kívül egyéb hátrányos jelenségeket — nagy rácsáramok stb. — is okoz. Az anód- és a rácsváltakozófeszültség mindig ellentétes fázisú: a rácsváltakozófeszültség pozitív félperiódusában az anódváltakozófeszültség negatív félperiódusa alakul ki. Előállhat



tehát az a helyzet, hogy a rács pozitívabb az anódnál, az anódáram legnagyobb része a segédrácsra folyik, de a vezérlőrács árama is megnő, és nagyon leterheli a meghajtó hangolt kört. Ennek minden körülmények között a végerősítőcső túlterhelése a következménye, és igen nagy a visszahatás a megelőző fokozatra. Főképpen pentódás végfokozatokban fellép néhány olyan jelenség is, amely ezeket a káros következményeket bizonyos mértékig enyhíti; a hatásfok azonban mindenképpen romlik, az alkatrészeket pedig károsan nagy feszültségek terhelik. Az amatőrök tapasztalatból tudják, hogy ha az antennát nem kapcsolják rá az adóra és nem hangolják be a végfokozatot, akkor a hangoló kondenzátoron, ill. a csőben könnyen átütések következhetnek be. Az üzemi viszonyok azonban az első határesetben sem a legkedvezőbbek, mert akkor a rendelkezésre álló 400 V tápfeszültségből csak 100 V-ot — tehát mindössze 25%-ot — hasznosítunk. A két szélsőséges üzemi állapot — az aláfeszített üzem (amikor az anódfeszültséget nem vezéreljük ki teljesen) és a túlfeszített üzem (amikor az anódfeszültséget túlvezéreljük) — között van az a legkedvezőbb beállítás, amelyekben az anódfeszültséget teljesen kivezéljük, vagyis amelyekben az anódfeszültség negatív félperiódusában felvett legkisebb értéke az ún. maradék feszültséggel egyenlő (ezt a fogalmat a következő pontban ismertetjük). Ez az ún. kritikus üzemi állapot.

Már ebből a rövid fejtegetésből is világosan kitűnik, milyen gondosan kell méreteznünk az egyes kapcsolási elemeket, és milyen körültekintően kell megválasztanunk a munkapontot, ha jó hatásfokú végfokozatot akarunk építeni a végerősítő-cső káros igénybevétele nélkül. A most következő részben a végfokozat méretezésével foglalkozunk, és ennek a kapcsán igyekszünk közelebről megismertetni az amatőröket a végfokozatban végbemenő folyamatokkal. A tárgyalás módját és a közölt diagramokat az amatőr-igényekhez szabtuk.

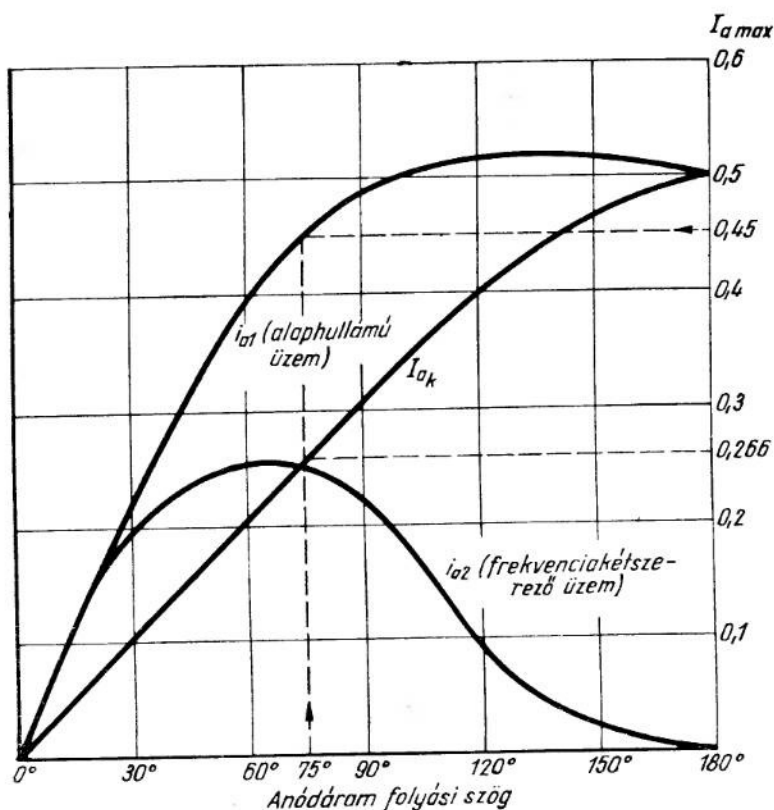
#### 6.42 A végfokozat méretezése

Az a célunk, hogy a végfokozat a lehető legnagyobb RF teljesítményt szolgáltassa. Ezt a törekvésünket a megengedhető legnagyobb anódvesztés, a megengedhető legnagyobb anódfeszültség, a megengedhető legnagyobb katódáram és nem utolsósorban az amatőrrendelet előírásai korlátozzák; természetesen anyagi teherbírásunk is szerepet játszik ebben a kérdésben. Bevezetőül, még mielőtt a végfokozat méretezésének a tulajdonképpeni ismertetését elkezdenők, rövid összeállításban közöljük a most következő részben előforduló fogalmakat és azok jelölését:

$U$	a tápfeszültségforrás feszültsége,
$U_a$	az anódáram pillanatnyi értéke,
$u_a$	az anódváltakozófeszültség csúcsértéke,
$U_{g10}$	a vezérlőrács előfeszültsége,
$u_{g1}$	a vezérlőrácsra levő váltakozófeszültség csúcsértéke,
$U_{g2}$	a segédrácsfeszültség,
$I_a$	az anódáram pillanatnyi értéke,
$I_{a\ max}$	a megengedett legnagyobb anódáram,
$I_{a0}$	a nyugalmi anódáram,
$i_a$	az anódváltakozóáram csúcsértéke,
$I_{a_k}$	a közepes anódáram = anódegyenáram,



$P_f$	a fűtőteljesítmény,
$P_a$	az anódvesztés,
$P_{be}$	— input — a tápfeszültségforrás által szolgáltatott teljesítmény,
$P_{hangolt\ kör}$	az anódkörben keletkező vesztés,
$P_{RF}$	a hasznos RF teljesítmény,
$R_h$	a cső határellenállása,
$Z_r$	— $R$ — az anódkör rezonanciaellenállása,
$X_{rL}$	az anódköri induktivitás reaktanciája a rezonancia-frekvencián,
$X_{rC}$	az anódköri kapacitás reaktanciája a rezonancia-frekvencián,
$Q_0$	az anódkör jósági tényezője,
$S$	a cső meredeksége,
$D_{s_2}$	a cső segédtrácsának az áthatása a vezérlőtrácsra,
$C_a$	az anódköri hangolókapacitás,
$\eta$	(éta) a hatásfok,
$\Theta$	(théta) az áramfolyási szög.



187. ábra. Adó végfokozatának a méretezésére szolgáló diagram

Az áramfolyási szög — mint már láttuk — szoros összefüggésben van a rácselőfeszültséggel, ill. a munkapontbeállítással. A-osztályú üzemben  $\theta = 180^\circ$ , B-osztályú üzemben  $\theta = 90^\circ$ , C-osztályú üzemben pedig kisebb, mint  $90^\circ$ . Ha a B-osztályú üzemhez szükséges rácselőfeszültséget egységnyinek tekintjük, akkor kétszeres rácselőfeszültségnél  $\theta = 60^\circ$ , háromszorosnál  $\theta = 49^\circ$ , négyszeresnél pedig  $\theta = 42^\circ$  (az előfeszültséggel azonos amplitudójú rácsváltakozófeszültséget feltételezve). A B-osztályú üzemhez szükséges előfeszültséget — mint a frekvenciasokszorozó fokozatokkal foglalkozó pontban már ismertettük — a csőtáblázat adatai alapján határozhatjuk meg, éspedig úgy, hogy a csőtáblázatban megadott — A-osztályú üzemre vonatkozó —  $U_{E_1}$  előfeszültséget az  $I_{a0}/S$  értékkel csökkentjük, vagyis:

$$(U_{E_1})_B = U_{E_1} - \frac{I_{a0}}{S}. \quad (1)$$

Ha a cső jelleggörbéje teljesen egyenes volna, akkor ennél az előfeszültségértéknél — vezérlés nélkül — még éppen nem folyna anódáram. Minthogy azonban a jelleggörbe alsó könyöke nem szögletes, hanem görbült, azért ennél az előfeszültségnél is folyik valamennyi — a cső típusától függő értékű — anódáram.

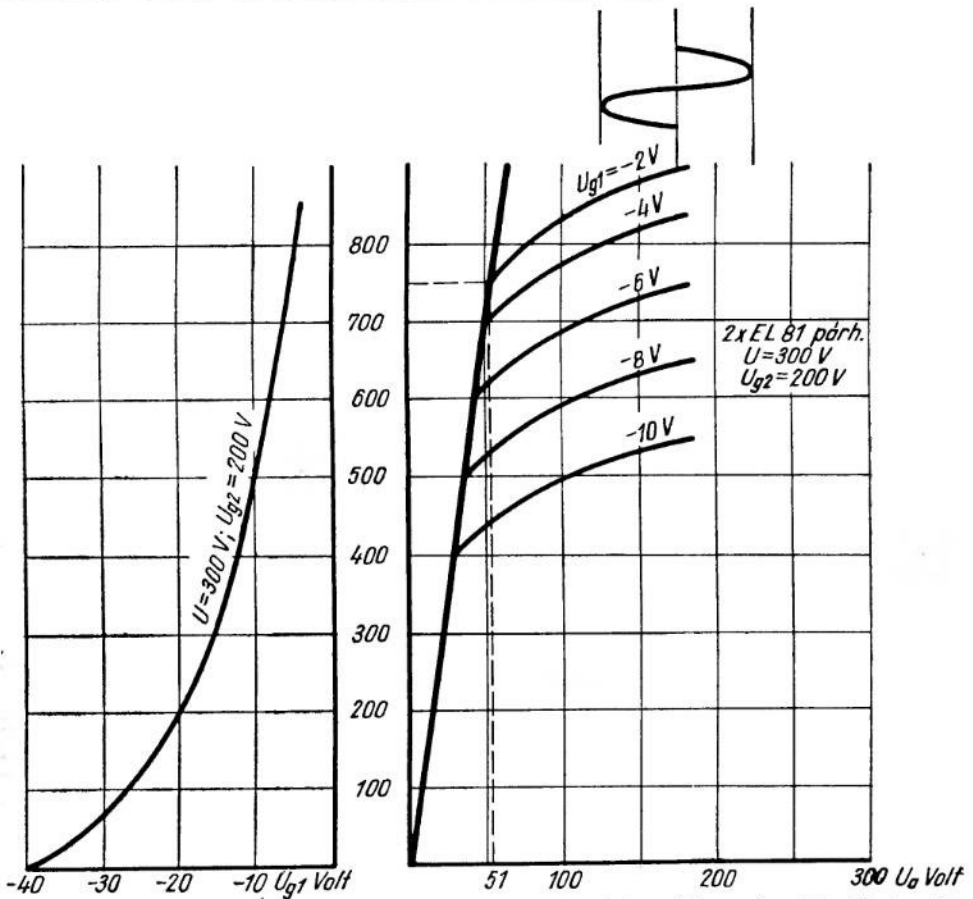
Másik, vizsgálataink szempontjából rendkívül fontos adat annak a maximális katódáramnak az értéke, amelyet a cső rongálódás nélkül kibír, és amellyel egyenlőnek tekintjük a megengedhető legnagyobb anódáram  $I_{a \max}$  értékét. Mint a frekvencia-többszöröző fokozatokkal kapcsolatban már említettük, az anódáramnak ez az  $I_{a \max}$  csúcserőteljesítmény sokkal nagyobb, mint az anódárammérő műszeren leolvasható  $I_{a_k}$  közepes anódáram; az  $I_{a_k}$  közepes anódáram az anódáram  $I_{a \max}$  csúcserőteljesítményének csak egy bizonyos százalékát teheti ki; a 187. ábra a két érték közötti összefüggést ábrázolja az anódáramfolyási szög függvényében. Az anódáram megengedhető legnagyobb értéke lényegében a  $P_f$  fűtőtéljesítménytől függ, és a csőtáblázatok gyakran nem adják meg. Amatőr-adókban működő csöveknél általában a fűtőtéljesítmény minden wattja után 50–60 mA anódáramot engedhetünk meg, vagyis

$$I_{a \max} [\text{mA}] = 60 \cdot P_f [\text{W}]. \quad (2)$$

A fejezet elején felsorolt fogalmak között szerepelt a cső  $R_h$  határellenállása, ami szintén igen fontos a csőből kivehető teljesítmény szempontjából. A csőtáblázatok rendszerint nem tartalmazzák, azonban egyszerűen megállapítható a cső anódfeszültség-anódáramjelleggörbéjéből. Ha szemügyre vesszük a 188. ábrán látható jelleggörbét, azonnal szembeötlik, hogy a különböző vezérlőrácsfeszültségekre vonatkozó görbék mindegyike a koordináta-rendszer kezdőpontjából kiinduló közös egyenesből ágazik el. Ha a karakterisztika-vonalak e szélső érintőjének valamelyik pontjához tartozó anódfeszültségértéket elosztjuk az ugyanahhoz a ponthoz tartozó anódáramértékkel, megkapjuk a cső határellenállását:

$$R_h = \frac{U_a}{I_a}. \quad (3)$$

A 188. ábrán, amely két párhuzamosan kapcsolt EL 81 típusú cső együttes üzemére vonatkozó anódfeszültség-anódáram-jelleggörbét tünteti fel, szaggatott vonallal jelöltük meg a határellenállást ábrázoló egyenes egy pontjához tartozó anódfeszültség-



188. ábra. Két, párhuzamosan kapcsolt EL 81 típusú cső rácsheszültség-anódáram- és anódfeszültség-anódáram-jelleggörbéje

és anódáramértékeket, amelyek 750 mA és 51 V. A két párhuzamos cső határellenállása eszerint:

$$R_h = \frac{U_a}{I_a} = \frac{51}{0,75} = 68 \Omega.$$

Természetesen ugyanezt az ellenállásértéket kaptuk volna eredményül akkor is, ha a határellenállást ábrázoló egyenes akármelyik másik pontjához tartozó anódfeszültség- és anódáramértéket vettük volna figyelembe. A határellenállás tehát a csőtípusra jellemző állandó: az a legkisebb ellenállásérték, amelyet az adott cső üzem közben felvehet. Az LS 50 típusú cső határellenállása pl.  $140 \Omega$ , a 6 AG 7 típusú csőé  $400 \Omega$ , a 6 V 6 típusúé  $250 \Omega$ , a 6 L 6 típusúé  $370 \Omega$ , az EL 81 típusúé pedig  $136 \Omega$ . Minthogy az átfolyó anódáram következtében a határellenálláson létrejövő feszültség csökkenti azt a feszültségtartományt, amelyen belül a cső anódköre kivezélreható, előnyös, ha az adócső határellenállása minél kisebb. A határellenálláson létrejövő feszültséget maradékfeszültségnek nevezzük. Ez az üzemelés számára nem hasznosítható.

Az anódáram felbontható egy egyenáramú és egy váltakozóáramú összetevő összegére; a váltakozóáramú összetevő az, amelyik mint alaphullám, ill. második, harmadik stb. harmonikus megjelenik a hangolt körön. A 187. ábrán közölt diagramban megadtuk, hány százaléka az anódegyenáram, ill. az alaphullámú és a kétszeres frekvenciájú váltakozóáramú összetevő amplitúdója a megengedhető maximális anódáramnak különböző anódáramfolyási szögek esetén.

Most pedig konkrét méretezési példát mutatunk be. A feladat: 50 W-os adó végfokozatának a méretezése. Az első nehézséget a megfelelő cső kiválasztása okozza. A legtöbb cső anódvesztése elég nagy, nem elegendő azonban a fűtőteljesítményük, és ennek következtében a katódjuk elektronemissziója, ezért nem bírnak el akkora anódáramcsúcsokat, amekkorákra adócsövekben szükség van. A csövek másik része túlságosan nagy anódfeszültséget igényel, ami viszont — különösen a 28 MHz-es sávban — nagyon kis hangoltköri kapacitást tesz szükségessé. A nagy anódfeszültség azért is hátrányos, mert növeli a hangolt kör veszteségeit. Azt sem szabad figyelmen kívül hagynunk, hogy a kb. 500 V-nál nagyobb tápfeszültséget előállító anódpótlók sokkal drágábbak, mint a kisebb feszültségűek. Megfelelő csőnek mutatkozik az EL 81 (soros fűtés esetén a PL 81), igen jó a katódjának az emittáló képessége, az anódvesztése azonban csak 9 W. Úgy segíthetünk magunkon, ha párhuzamosan kapcsolunk két csövet. A számítást tehát két, párhuzamosan kapcsolt EL 81 csőre végezzük; a csőadatokat a két cső együttes üzemére vonatkozóan állapítjuk meg, úgy, mintha a méretezést csak egyetlen csőre végeznők. A két párhuzamos EL 81 cső adatai:

$$P_f = 2 \cdot 6,3 = 12,6 \text{ W},$$

$$I_{a \max} = 60 \cdot P_f = 60 \cdot 12,6 = 750 \text{ mA},$$

$$R_h = \frac{U_a}{I_a} = \frac{51}{0,75} = 68 \Omega.$$

$I_{a \max}$  megállapításánál a (2),  $R_h$  megállapításánál a (3) összefüggést vettük figyelembe. Az anódáram csúcsértéke — 750 mA — esetén a cső határellenállásán keletkező feszültség 51 V; ekkora az ún. maradék feszültség, amely már nem hasznosítható; ennyivel csökken az a feszültségtartomány, amelyen belül a cső anódköre kivezélrelhető. Az anódfeszültség üzem közben  $U \pm u_a$  értékek között ingadozik, ahol az anódváltakozó feszültség legnagyobb értéke a tápfeszültség és a maradék feszültség különbsége, vagyis

$$u_a = U - R_h \cdot I_{a \max} = 300 - 50 = 250 \text{ V}$$

lehet, ha a tápfeszültség 300 V, a maradék feszültség értékét pedig kerekén 50 V-nak vesszük. Az anódfeszültség tehát az üzemi frekvencia ütemében változik  $U + u_a = 300 + 250 = 550 \text{ V}$  és  $U - u_a = 300 - 250 = 50 \text{ V}$  között.

A tápfeszültséget azért vettük a szokásosnál magasabb — 300 V — értékre, mert a cső a tapasztalatok szerint jól bírja a nagyobb feszültségeket is.

Az eddig rendelkezésünkre álló adatok alapján állapítsuk meg a 182—185. ábrákon közölt nomogramok segítségével a fokozat által szolgáltatott RF teljesítményt. A nomogramok megadják, hogy A-, B-, ill. C-osztályú üzemben működő egyenes erősítő, frekvenciakétszerező, ill. frekvenciaháromszorozó fokozat anódvesztésege hogy viszonylik a tápfeszültségforrás által szolgáltatott teljesítményhez; a  $p$  para-

méter értékét a következő összefüggésből számíthatjuk ki:

$$p = \frac{P_a \cdot R_h}{2 U^2} = \frac{2 \cdot 9 \cdot 68}{2 \cdot 300^2} = 0,0068.$$

A végfokozat alaphullámú üzemmódban dolgozik, a keresett értékeket tehát a 166. ábrán közölt nomogram segítségével kell megállapítanunk. 70° anódáramfolyási szög esetén a betáplált teljesítmény:

$$P_{be} = 3,5 \cdot P_a = 3,5 \cdot 18 = 63 \text{ W},$$

az RF teljesítmény pedig:

$$P_{RF} = 2,5 \cdot P_a = 2,5 \cdot 18 = 45 \text{ W}.$$

A betáplált teljesítmény és a tápfeszültség hányadosa megadja a közepes anódáram értékét:

$$I_{ak} = \frac{P_{be}}{U} = \frac{63}{300} = 0,21 \text{ A} = 210 \text{ mA}.$$

A 170. ábrán közölt diagram szerint 70° anódáramfolyási szög esetén a közepes anódáram és az anódáram csúcserkének a viszonya:

$$I_{ak} = 0,25 \cdot I_{a \max},$$

vagyis

$$I_{a \max} = \frac{I_{ak}}{0,25} = \frac{210}{0,25} = 840 \text{ mA},$$

ami nagyobb, mint a cső megengedhető legnagyobb anódárama, a már korábban megállapított 750 mA; ezt a beállítást tehát a cső nem tudná rongálódás nélkül elviselni. Kedvezőbbek a viszonyok, ha megnöveljük az anódáramfolyási szöget pl. 75°-ra. A 187. ábra szerint ebben az esetben

$$I_{ak} = 0,266 \cdot I_{a \max} = 0,266 \cdot 750 = 200 \text{ mA},$$

az alaphullámú váltakozóáramú összetevő amplitudója pedig, amelyet a 187. ábra  $i_{a1}$  jelű görbéje segítségével állapíthatunk meg:

$$i_a = 0,45 \cdot I_{a \max} = 0,45 \cdot 750 = 338 \text{ mA}.$$

Az anódmunkaellenállásnak

$$R_a = \frac{U - I_{a \max} \cdot R_h}{i_a} = \frac{300 - 0,75 \cdot 68}{0,338} = 740 \Omega \quad (4)$$

értékűnek kell lennie. Ez és az üzemi frekvencia szabja meg az anódkör méretezését. Az üzemi tapasztalatok azt mutatják, hogy az anódköri hangoló kapacitás és induktivitás reaktanciájának a kiszámított anódmunkaellenállás-érték 1/10–1/15 részének kell lennie; ez az arány jól bevált kompromisszumot jelent a frekvenciastabilitás, harmonikus csillapítás és a rezgőköri veszteségek ellentétes szempontjai között.

Az anódköri veszteségek kiszámításához ismernünk kell a terheletlen hangolt kör rezonanciaellenállását, amely:

$$Z_r = Q_o \cdot X_{rL} = Q_o \cdot X_{rC} = R,$$

vagyis egyenlő a hangolt kör párhuzamos veszteségi ellenállásával. A szokásos amatőr-viszonyokat tekintetbe véve, a terheletlen körjóság  $Q_o = 100$  értékűnek vehető. Ha a 10 méteres (28 MHz-es) sávban  $C_o = 75$  pF kapacitású hangolókonduktátort alkalmazunk, akkor ennek a kapacitív reaktanciája az üzemi frekvencián:

$$X_{rC} = \frac{1}{2\pi f \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 28 \cdot 10^6 \cdot 75 \cdot 10^{-12}} = \frac{159 \cdot 10^3}{28 \cdot 75} = 75,6 \Omega, \quad (5)$$

a hangolt kör rezonancia-ellenállása pedig:

$$Z_r = Q_o \cdot X_{rC} = 100 \cdot 75,6 = 7560 \Omega.$$

Most még a hangolt körön levő RF feszültség amplitudójára van szükségünk, ami

$$u_a = i_a \cdot R_o = 0,338 \cdot 740 = 250 \text{ V}, \quad (6)$$

egyezik a korábban maximálisként megadott értékkel, amely a tápfeszültség és a maradék feszültség különbségével egyenlő.

Most már minden adat rendelkezésünkre áll a terheletlen hangolt kör veszteségének a kiszámításához:

$$P_{\text{hangolt kör}} = \frac{u_a^2}{2 Z_r} = \frac{250^2}{2 \cdot 7560} = 4,15 \text{ W}. \quad (7)$$

A hangolt kör veszteségei csökkennek, ha jobb minőségű hangolt kört, és tetemesen megnőnek, ha nagyobb anódfeszültséget alkalmazunk.

Mielőtt rátérnénk a hatásfok kiszámítására, előbb ellenőrizzük az eddigi eredményeket. Mithogy más anódáramfolyási szöggel számoltunk, mint amekkorát eredetileg választottunk, a számított teljesítményértékek is megváltoznak. Az RF anódteljesítmény:

$$P_{RF} = \frac{i_a^2 \cdot R_o}{2} = \frac{0,338^2 \cdot 740}{2} = 42 \text{ W}. \quad (8)$$

A betáplált teljesítmény:

$$P_{be} = U \cdot I_{a_k} = 300 \cdot 0,2 = 60 \text{ W}.$$

Az anódvesztés a kettő különbsége:

$$P_o = P_{be} - P_{RF} = 60 - 42 = 18 \text{ W},$$

vagyis csövenként 9 W, ami egyezik a csőtáblázat szerinti adattal.

A hatásfok:

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{be}} = \frac{42}{60} = 70\%,$$

illetőleg ha a hangolt kör veszteségeit is figyelembe vesszük, akkor

$$\eta = \frac{P_{RF} - P_{\text{hangolt kör}}}{P_{be}} = \frac{42 - 4,15}{60} = 63\%$$

Ha 300 V helyett 350 V tápfeszültséget alkalmaztunk volna, akkor a betáplált teljesítmény 65,5 W, az RF teljesítmény 48 W, az anódváltakozófeszültség amplitúdója pedig 299 V volna. A tápfeszültségnek a maradék feszültségre jutó hányada ebben az esetben kisebb, a hangolt kör veszteségei azonban 5,5 W-ra emelkednek, és így a hatásfok csak lényegtelen mértékben — 65%-ra — emelkedik. A tápfeszültség további emelésének már nincs is semmi haszna. Összehasonlításképpen közöljük, hogyan alakulnak a számított értékek — változatlan hangolt kör mellett — LS 50 típusú csővel:  $U = 1000$  V,  $I_{ak} = 120$  mA és  $\theta = 70^\circ$  esetén  $P_{RF} = 88$  W,  $P_a = 32$  W,  $R_a = 4750 \Omega$ ,  $i_a = 480$  mA és  $u_a = 930$  V; a kör veszteségei 57 W-ot tesznek ki,  $Q_0 = 100$  jóságú rezgő kör és  $C_a = 75$  pF értékű hangolókapacitás tehát ennél a csőnél már nem jöhet számításba. Lényegesen nagyobb jóságú kört és a lehető legkisebb hangolókapacitást kell alkalmazni.

A szükséges vezérlőrács-előfeszültség értékét az

$$U_{E10} = \frac{D_{E2} \cdot U_{E2} + (u_{E1} - U_{E10})}{1 - \cos \theta}$$

összefüggésből számíthatjuk ki; itt  $D_{E2}$  a cső segéd rácsának az áthatása a vezérlőrácsra,  $U_{E2}$  a segéd rácsfeszültség,  $(u_{E1} - U_{E10})$  pedig az a feszültségérték, amellyel a rácsfeszültség csúcserőtelje átnyúlik a pozitív rácsfeszültség-tartományba. Példánkban a rácsot csak negatív értékekig vezéreltük ki; általában azonban nem ez a helyzet, a rács vezérlése a pozitív rácsfeszültség-tartományba is át szokott nyúlni. Ilyenkor rácsáram is folyik, amely terheli a rácsrezgőkört. Az anódáramfolyási szög cosinusának az értékét szögfüggvénytáblázatból olvashatjuk ki. Mindezek után a példánk szerinti beállításhoz szükséges rácselőfeszültség:

$$U_{E10} = \frac{0,18 \cdot 200}{1 - 0,258} = 48,5 \text{ V.}$$

Az anódáram  $U_{E1} = -3,5$  V rácsfeszültségnél éri el a csúcserőteljét, a rácsot vezérlő váltakozó feszültség amplitúdójának tehát 45 V-nak kell lennie. Vezéreltlen állapotban nem folyik anódáram, rácsáramnak pedig a legnagyobb kivezérlés esetén sem szabad folyania.

A végerősítő fokozatban végbemenő folyamatok és a közöttük levő összefüggések ismertetése után rátérhetünk a végerősítő-kapcsolásokra.

### 6.43 A végfokozat kapcsolása

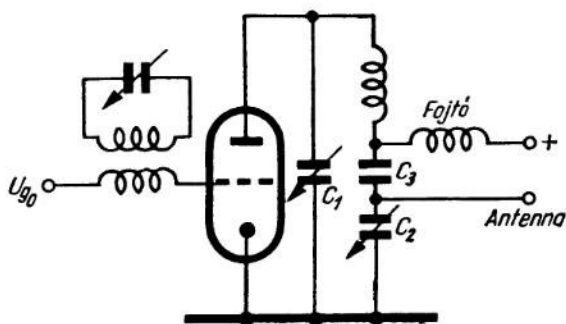
A 186. ábrán bemutatott végerősítő-kapcsolást a gyakorlatban módosított alakban alkalmazzák. A módosítás nem érinti a működés lényegét, és a számítások során a végfokozat üzemével kapcsolatosan tett megállapítások változatlanul érvényesek maradnak. A végerősítő-kapcsolások megítélésénél, a tápfeszültségek betáplálásának a módja,



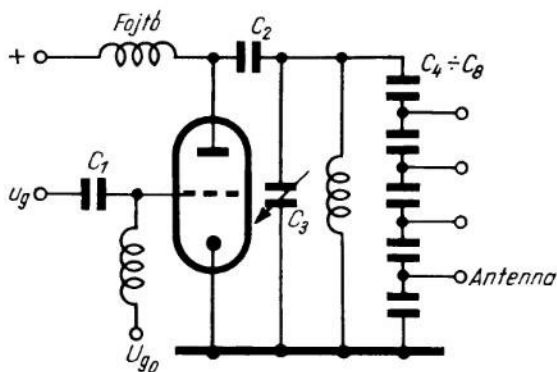
az RF rezgés be- és kicsatolásának a módja, és — nem utolsósorban — üzemviteli szempontok játsszák a legfőbb szerepet. Gyakorlati végerősítő-kapcsolást mutat be a 189. ábra. Az RF rezgés becsatolása induktív történik; a megfelelő mértékű kivezélés a csatolás változtatásával állítható be. Az anódkör hangoló kapacitása három sorba-kapcsolt kondenzátorból tevődik össze; ezek közül a  $C_1$  és a  $C_2$  jelű forgókondenzátor, a  $C_3$  szerepe viszont csupán az, hogy az anódfeszültséget leválassza az antennáról. Az anódkör behangolását a  $C_1$  kondenzátorral végezzük, a  $C_2$  kondenzátorral pedig az antennacsatolást változtatjuk mindaddig, amíg az anódköri terhelő ellenállás el nem éri a kiszámított  $R_0$  értéket.

A kapcsolás  $\Pi$ -szűrő vagy Collins-szűrő néven ismeretes. Szívesen alkalmazzák, mert nagymértékben csökkenti a harmonikus-kisugárzást, a kicsatolás mértéke pedig egyszerűen szabályozható. További előnye, hogy a tápfeszültség az anódnál kevésbé „meleg” ponton táplálható be, ami csökkenti a fojtótekercs rezonanciahelyein bekövetkező rezgés-kiesés mértékét. A 190. ábra másfajta kicsatolási lehetőséget mutat be. A rács és az anód párhuzamos betáplálású, az RF rezgést kapacitíve csatoljuk a rácsra, ill. az anódról a hangolt körre; a csatoló-kondenzátorok kapacitása 100 és 500 pF között van, átütési szilárdságuknak igen nagyok kell lennie. A RF rezgés kicsatolása is kapacitív történik, a hangolt körrel párhuzamos kapacitív feszültségosztó segítségével; a feszültségosztót a  $C_4 - C_6$  jelű kondenzátorok alkotják. Az antenna a feszültségosztó különböző leágazásaihoz csatlakoztatható, ezáltal durván szabályozható az antennacsatolás mértéke. Hátránya ennek a kapcsolásnak, hogy a kapacitív feszültségosztó megnöveli a kör hangoló kapacitását, ezért inkább csak hosszabb hullámokon alkalmazzák. A harmonikus-kisugárzás is nagyobb mértékű, mint az előző kapcsolásban.

Ha egy RF erősítő rács- és anódköre ugyanarra a frekvenciára van hangolva, akkor mindig fennáll annak a lehetősége, hogy az erősítő Huth—Kühn-kapcsolású oszcillátorként, a rács-anód-kapacitás okozta visszacsatolás következtében begerjed. Tetródák és pentódák rács-anód-kapacitása a segédrács, ill. a fékezőrács következtében kicsi, úgy, hogy neutralizálásra többnyire nincs szükség. Az természetesen előfordulhat,

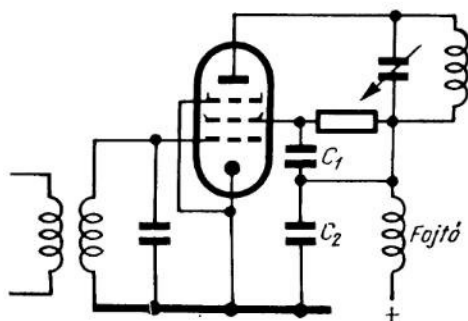


189. ábra. Az antenna csatlakozása a végfokozat hangolt anódköréhez



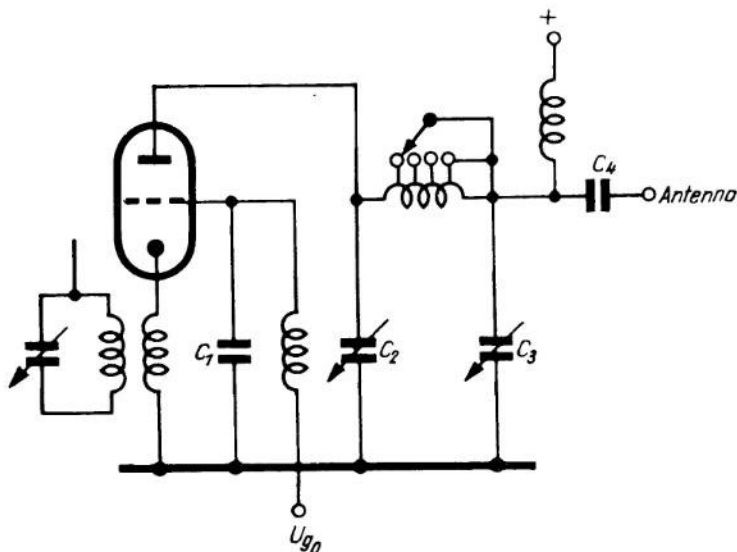
190. ábra. Antennacsatolás kapacitív feszültségosztóval

hogy a rács-anód-kapacitás a huzalozás helytelen kialakítása folytán megnő, és a végfokozat pentóda alkalmazása ellenére is begerjed. A végfokozat begerjedésére első-sorban abból következtethetünk, hogy adásunk hangja ingadozó, „csiripelő”, annak ellenére, hogy vezéreszcillátorunk kifogástalan stabilitású. A begerjedés biztos jele az, ha kikapcsoljuk a vezéreszcillátort, és a végfokozatban mégis találunk RF rezgést. Ha a végfokozat vezérlés és különösen rákapcsolt antenna nélkül is rezeg, akkor feltétlenül vizsgáljuk meg újra minden alkatrész elhelyezését, az árnyékolásokat és a huzalozást. A gerjedést természetesen a cső is okozhatja, ebben az esetben neutralizálnunk kell. A neutralizálás úgy történik, hogy a káros visszacsatolást okozó kapacitás hatását egy másik, ellenkező értelmű visszacsatolást okozó kapacitás beépítésével kiegyenlítjük. Ha a végfokozatban földelt katódú (rácsban vezérelt) triódot alkalmaz-



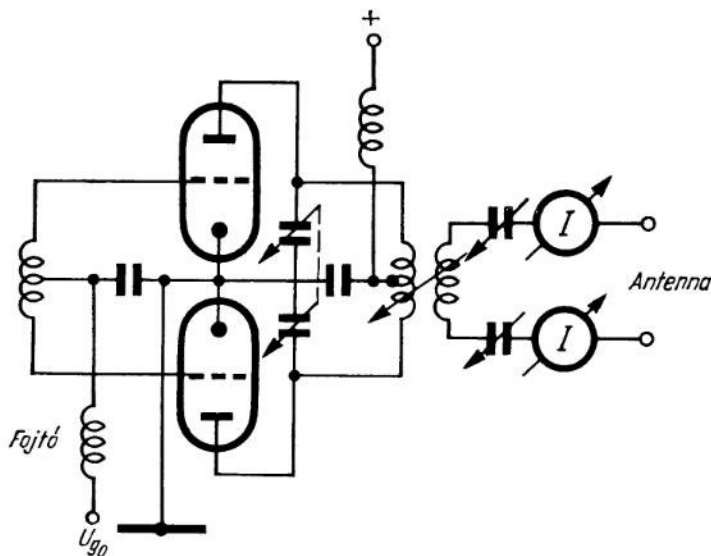
191. ábra. Segéd rács-neutralizálás

tunk, akkor minden körülmények között neutralizálnunk kell. Neutralizáló kapcsolást láthatunk a 191. ábrán. A  $C_2$  neutralizáló kondenzátorral — amelynek a kapacitása 500 pF és 2 nF között változhat — a hangolt anódkör és az anódfójtótekercs találkozási pontját és a földet kötjük össze; ugyanehhez a ponthoz csatlakoztatjuk a kb. 10 nF kapacitású  $C_1$  segéd rácsszűrő kondenzátort is. A viszonylag kis kapacitású neutralizáló kondenzátoron kialakuló RF feszültség, amely így a segéd rácsot vezérli, a  $C_2$  kapacitás helyes megválasztása esetén éppen akkora negatív visszacsatolást eredményez, amekkora ellensúlyozza a káros pozitív visszacsatolást.



192. ábra. Földeltrácsú végerősítő-kapcsolás

A 192. ábrán olyan kapcsolást láthatunk, amelyikben nincs szükség neutralizálásra. A fokozatban földelrácscsú, katódban vezérelt triódát alkalmaztunk; az RF feszültség becsatolása — az eddig ismertetett kapcsolásoktól eltérően — nem a rácstra, hanem a katódra történik. A  $C_1$  kondenzátor RF szempontból földeli a rácst, amely így az anódot és a katódot egymástól árnyékoló elektródává válik. A becsatoló tekerecs menetszáma a fokozatot megelőző hangolt kör tekercsének kb.  $\frac{1}{4}$  része legyen. A rácselőfeszültség és az anód-tápfeszültség értéke a szokásos, a kivezérlő teljesítménynek azonban jóval nagyobbak kell lennie, mint egyébként; kb. a végfokozat teljesítményének a 20%-át kitevő meghajtó teljesítményre van szükség. Ez a teljesítmény nem vész kárba, hanem a végfokozaton keresztül a kimenetre jut, mint hasznos teljesítmény.



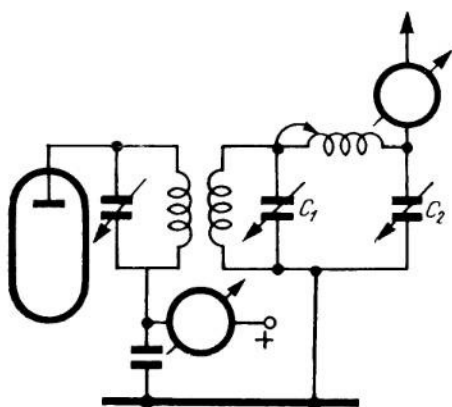
193. ábra. Ellenütemű végerősítő-kapcsolás

Befejezésül egy korábban igen gyakran alkalmazott kapcsolást ismertetünk: a 193. ábrán bemutatott ellenütemű kapcsolást. A kapcsolás stabilitása igen jó, de csak tökéletesen szimmetrikus felépítés esetén. Hátránya, hogy két cső alkalmazását teszi szükségessé, és hogy az anódköri munkaellenállásnak igen nagyok kell lennie; a hangoló kapacitás ennek következtében — egyébként azonos feltételek mellett — csak fele lehet az egyenes kapcsolásban alkalmazhatónak. Az egyes alkatrészek, különösen a forgókondenzátorok beszerzése sem mindig könnyű. Az egyes sávok egyszerű átkapcsolása sem valósítható meg, így azután egyre kevésbé alkalmazzák, inkább csak olyan helyeken, ahol szimmetrikus antennakimenetre van szükség. A 193. ábra kétvezetékes tápvonalhoz, ún. „tyúklétrá”-hoz való áramcsatolást mutat be; a forgókondenzátorok és a műszerek segítségével mindkét vezetékágván ugyanakkora áramerősséget állítunk be.

Minden más kapcsolás a már ismertetettekhez vezethető vissza. Minthogy a II-szűrős kimenet — mint már említettük — igen fontos kapcsolási megoldás, azért röviden ismertetjük a méretezését is.

### 6.44 A $\Pi$ -szűrő (Collins-szűrő)

A hangolt kör rezonancia-frekvencián hatásos ellenállásként viselkedik; az induktív, ill. a kapacitív ág induktív, ill. kapacitív reaktanciája kölcsönösen kiegyenlíti egymást. A  $\Pi$ -szűrő méretezése ennek az alapján meglehetősen egyszerű. Az elvi kapcsolást a 194. ábra mutatja. A méretezéshez az üzemi frekvencián kívül a végerősítőcsőhöz megkívánt  $R_a$  anódmunkaellenállás (kiszámítását a 6.42 pontban ismertettük) és az antennakábel bemenő ellenállásának, ill. az antenna talpponti ellenállásának, valamint a hangolt kör kapacitásának az értékét kell ismernünk. Elsősorban a szűrő feszültségátvitelét számítjuk ki, amely a bemenő oldali impedancia (esetünkben az  $R_a$  anódmunkaellenállás) és a kimenő oldali impedancia (pl. az antennakábel  $R_A$  bemenő ellenállása) viszonyának a négyzetgyökével egyenlő:



194. ábra. Antenna-illesztés Collins-szűrővel

$$\acute{a} = \frac{u_{be}}{u_{ki}} = \sqrt{\frac{R_a}{R_A}}$$

Ha a 6.42 pontban elkezdett példát folytatjuk, amelyikben  $R_a = 740 \Omega$ , akkor az antennakábel bemenő ellenállását  $R_A = 70 \Omega$  értékűnek felvéve, a szükséges feszültségátvitel:

$$\acute{a} = \sqrt{\frac{740}{70}} = 3,25.$$

A hivatkozott példában 28 MHz-re  $C_a = 75$  pF értékű hangolókapacitást vettünk fel; ennek a reaktanciája — mint kiszámítottuk —  $Z_{rC} = 75,6 \Omega$ . Ugyanekkorának kell lennie a sorbakapcsolt  $C_1$  és  $C_2$  kondenzátor eredő reaktanciájának is. Minthogy az RF feszültség a  $C_1$  és a  $C_2$  kondenzátorokon reaktanciájuk arányában oszlik meg, azért ezek viszonya is egyenlő az áttétellel, vagyis

$$\frac{Z_{C_1}}{Z_{C_2}} = \acute{a},$$

ebből

$$Z_{C_1} = \acute{a} \cdot Z_{C_2}$$

és így

$$Z_{rC} = Z_{C_1} + Z_{C_2} = \acute{a} \cdot Z_{C_2} + Z_{C_2} = (\acute{a} + 1) Z_{C_2},$$

amiből

$$Z_{C_2} = \frac{Z_{rC}}{\acute{a} + 1} = \frac{75,6}{3,25 + 1} = 17,8 \Omega$$

és

$$Z_{C_1} = Z_{rC} - Z_{C_2} = 75,6 - 17,8 = 57,8 \Omega.$$

Az egyes kapacitások:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f \cdot Z_{C_1}} = \frac{1}{2\pi \cdot 28 \cdot 10^6 \cdot 57,8} = \frac{159 \cdot 10^3}{28 \cdot 57,8} 10^{-12} = 98 \cdot 10^{-12} \text{ F} = 98 \text{ pF}$$

és

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f \cdot Z_{C_2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 28 \cdot 10^6 \cdot 17,8} = \frac{159 \cdot 10^3}{28 \cdot 17,8} 10^{-12} = 320 \cdot 10^{-12} \text{ F} = 320 \text{ pF.}$$

Amint látható, a hangolt kör kapacitása így nagyobb értékekből tevődik össze. Az is előnyös, hogy állandó kimenőellenállás (antennakábel) esetén a  $C_2$  kondenzátornak nem kell forgókondenzátornak lennie, hanem állandó értékű kondenzátorok is megfelelnek, amelyeket sávváltáskor kapcsolóval átkapcsolunk. Előnyös a  $\Pi$ -kapcsolás a harmonikus kisugárzás csökkentése szempontjából is: a kiszámított adatok esetén pl. a szűrőnek a második harmonikusra vonatkoztatott feszültségcsillapítása 10-re nő.

#### 6.45 A végfokozat beállítása

Ha adókat kifogástalan kapcsolat vagy gondos számítás alapján építettük meg, akkor a megfelelő üzemi értékek beállításának is könnyen kell mennie. A végfokozatnál a leglényegesebb az RF rezgés be- és kicsatolása. Az egyenáramú értékek benne vannak a csőtáblázatokban, és egyszerű eszközökkel beállíthatók a kívánt értékre. Az RF feszültség- és áramerősség-értékek beállítása nem olyan egyszerű, de nem is különösen nehéz.

A beállítást a rácson kezdjük. A rácselepfeszültség értéke ismeretes és könnyen beállítható. Az előző pontokban ismertetett példa szerinti végerősítőben teljes kivezérés esetén sem folyik rácáram. Ez a helyzet megnehezíti a beállítást, és a gyakorlatban csaknem soha nem fordul elő. Az adott esetben az a legcélszerűbb eljárás, ha a segéd rácselepfeszültséget 20 V-tal — 180 V-ra — csökkentjük; ezzel az egész jelleggörbe eltolódik a pozitív rácselepfeszültségek irányába. Természetesen ennek megfelelően kevésbé negatív rácselepfeszültséget kell alkalmaznunk. A végfokozat kivezérésekor ebben az esetben valamennyi rácáram is folyik, amelynek az értékét a műszeren leolvashatjuk.

A következő lépésben azt vizsgáljuk meg, nem gerjed-e a végfokozat. Ezt a vizsgálatot úgy végezzük, hogy lekapcsoljuk a csőről az anódfeszültséget, az anódkört pedig a rezonanciapont körül hangolva, azt figyeljük, változik-e közben a rácáram erőssége. Ha igen, akkor újra ellenőriznünk kell az egész fokozatot, nincs-e benne kapcsolási vagy árnyékolási hiba. Az anódfeszültséget csak akkor kapcsoljuk be, ha a végfokozat már stabil. Az üzemi anódfeszültségnek először csak kb. a felét kapcsoljuk a csőre, és annyira csökkentjük a vezérlést, hogy az üzemi anódáramnak kb. csak a  $\frac{1}{4}$  része folyjék. Ekkor behangoljuk az anódkört, amely akkor van rezonanciában, amikor az anórárammérő műszer a legjobban visszaesik („anód-dip”); az indikálás laza kicsatolás mellett a legerőteljesebb. A kicsatolás mértéke induktív csatolás esetén a csatolótekerces elforgatásával vagy távolításával,  $\Pi$ -szűrőnél a  $C_2$  kondenzátor kapacitásának a növelésével csökkenthető. Ha minden rendben van, semmi nem üt át, semmi nem füstöl és a cső sem melegszik túlságosan, akkor rákapcsolhatjuk az üzemi anódfeszültséget. Ha — továbbra is laza kicsatolás mellett — semmi rendellenességet nem tapasztalunk, akkor a vezérlést — a rácárammérő műszer kilengését figyelve — az üzemi értékre növeljük. Az anódkört eközben állandóan az anórárammérő műszer legkisebb kitérésére hangoljuk, a kicsatolást pedig szorosabbra vesszük. Az anódáram minimális értéke így egyre nő, végül eléri a kiszámított maximális értéket; ezzel befejeztük a végfokozat beállítását. A valóságban mindez sokkal gyorsabban megy, mint a leírás alapján gondolná az ember. A végfokozat végleges beállítása után

egyíztben kapcsoljuk le — esetleg fél anódfeszültség mellett — az antennát. Az anódfeszültség ekkor  $1/5$ – $1/10$  részére csökken, az anódkörnek azonban nem szabad elhangolódnia. Ha az anódkör mégis elhangolódik, akkor az annak a jele, hogy nem kifogástalan az antennánk hangolása. Ha törődünk csöveink épségével, és azzal, hogy az egész berendezés minél jobb hatásfokkal működjék, akkor helyesbíteniünk kell az antennahangolást.

## 6.46 A megépítésre vonatkozó tanácsok

Az adó felépítése és elrendezése természetesen mindig a helyi adottságoktól függ. Mi itt csak a helyhez kötött adókkal foglalkozunk; a hordozható adók építésénél mindig különleges követelményeket kell figyelembe venni.

Az adót általában állványra vagy szekrénybe építjük. Az egyszerű „deszka-modell” csak kísérleti célokra használható, végleges üzemre nem. Nagyobb adókat a legcélszerűbb állványra szerelni; a tulajdonképpeni adón kívül a tápfeszültségforrásokat és a modulátor-erősítőt is ugyanazon az állványon helyezhetjük el. Gondoskodnunk kell az adó — különösen a vezéreszcillátor — jó szellőzéséről. A vezéreszcillátort és az azt követő elválasztó fokozatot ajánlatos az adó többi részétől különálló dobozba építeni; az adó többi részével összekötő galvanikus csatolást egy helyen vezessük ki. Ilyen módon megakadályozhatjuk, hogy a vezéreszcillátort követő fokozatok a készülékházban folyó, ellenőrizhetetlen RF áramok által előidézett csatolás révén visszahassanak a vezéreszcillátorra. Megfelelő az az elrendezés, ha az adót segédberendezéseivel együtt egy íróasztal oldalsó szekrényrészébe, a vevőt pedig a fiókjába építjük. Különösen alkalmas ez az elrendezés, ha a berendezést lakószobában kell elhelyeznünk. Ha a berendezés számára külön kezelőasztal áll rendelkezésünkre, akkor az egyes készülékeket különálló szekrényekbe építhetjük. Az is szokás, hogy a berendezést két részre bontják: a vezéreszcillátort a vevőkészülék mellett, a végfokozatot pedig tápegységével és a modulátorfokozattal együtt az antennabevezetés közelében helyezik el. Az adó egyes fokozatainak és a fokozatokon belül az egyes alkatrészeknek az elrendezése különböző lehet; vannak azonban bevált konstrukciós elvek, amelyekre itt is utalunk. A felépítéssel kapcsolatos műszaki követelmények egy részéről már az egyes kapcsolások ismertetésénél megemlékeztünk. A készülék háza és az egyes fokozatokat elválasztó falak megfelelő árnyékolás és mechanikai stabilitás kedvéért fémlemezről készüljenek; könnyű megmunkálhatósága folytán az alumínium a legalkalmasabb erre a célra. A csöveket, a vezéreszcillátor tekercseit és a végfokozatot a szerelőlap fölött, a többi fokozat tekercseit, az ellenállásokat, kondenzátorokat, fojtótekercseket stb. és a huzalozást a szerelőlap alatt helyezzük el. Minden olyan alkatrészt, amelyet úszerszerűen kezelnünk kell, szereljünk a homloklapra. A tápegységet — a fűtőtranszformátor kivételével — általában nem építjük az adóval közös házba. A tápegységet és a fűtőtranszformátort is a hálózati főkapcsolóval kapcsoljuk be és ki; a bekapcsolt állapotot jelzőlámpa jelezze. A másik igen fontos kapcsoló az üzemmodkapcsoló. „Hangolás” állásban záródik a billentyűáramkör és a vezéreszcillátorra kapcsolódik az anódfeszültség, a többi fokozat azonban még nem kap anódfeszültséget. Ilyen módon ráhangolhatjuk az adókat egy másik állomás hullámára, anélkül, hogy annak az üzemét zavarnók. „A 1” (modulálatlan táviró adás) állásban a billentyűáramkör rövidzárja megbomlik, és minden fokozatra rákapcsolódik az anódfeszültség. „A 3” (kétoldalsávós, amplitudómodulált távbeszélő adás) állásban ugyanaz történik, mint „A 1” állásban, azonkívül bekapcsolódik a modulátorfokozat



is. A mikrofon — koaxiális kábel közvetítésével — dugaszolhatóan csatlakozik az adóhoz; a táviró billentyű is megfelelő csatlakozó hüvely párba dugaszolható. A vezéroszcillátor skálamutatója közvetlenül a forgókondenzátor tengelyéhez csatlakozzék, nehogy az esetleges laza hajtás beállítási hibát eredményezzen. Pontosabb beállíthatóság kedvéért külön gombbal működtetett finomhangolást építhetünk be.

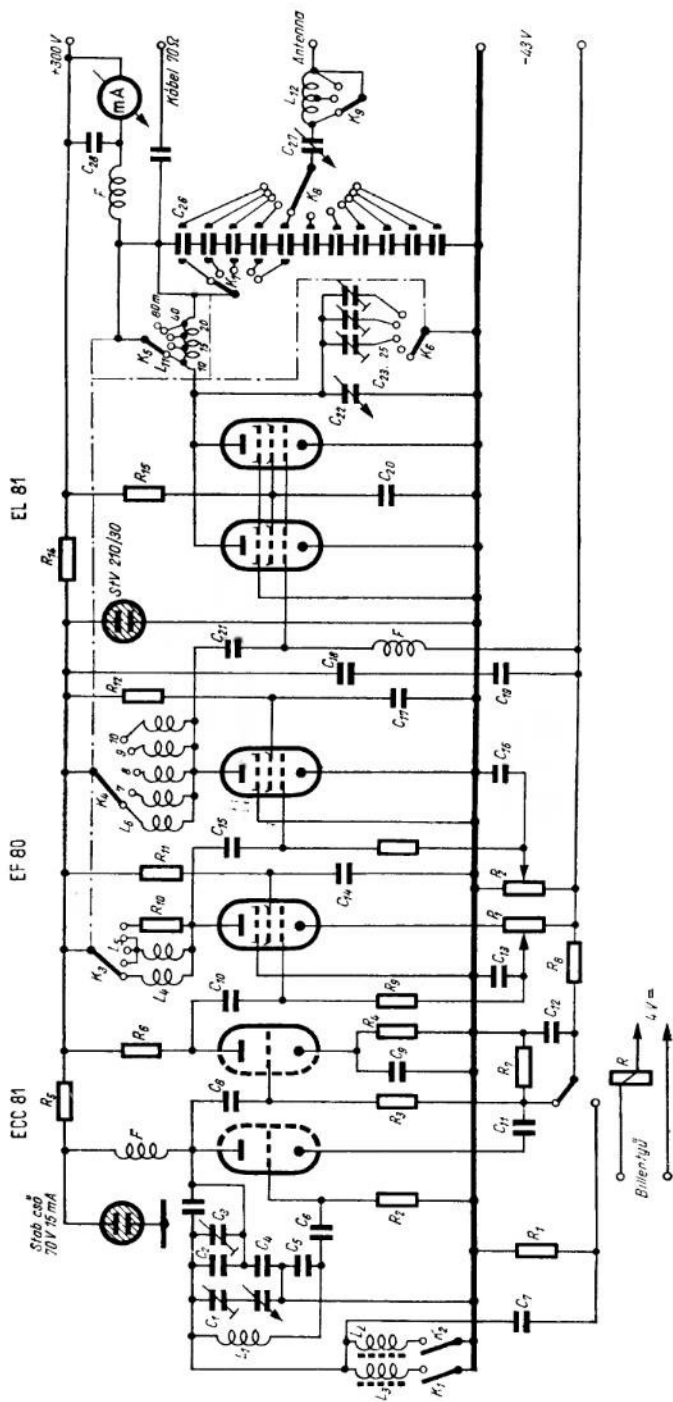
## 6.5 ÚTMUTATÁS AMATŐR-ADÓK ÉPÍTÉSÉHEZ

### 6.51 B-fokozatú adó

Ebben a pontban B-fokozatú adót ismertetünk. Az adó végfokozatának az anódvesztése 18 W, RF teljesítménye 42 W, a betáplált teljesítmény tehát 60 W. Az adó — átkapcsolhatóan — öt hullámsávban működik, az egyes hullámsávokon belül folyamatosan hangolható. Az adóban alkalmazott legnagyobb egyenfeszültség 300 V, így a szokásos rádióalkatrészekkel megépíthető. Kapcsolását a 195. ábra mutatja be.

Mint a kapcsolási rajzon látható, az öt hullámsávban működő adó a 6.42 pontban méretezett kétsőves végfokozattal működik. A vezéroszcillátor kapacitív hárompontkapcsolású; hullámterjedelme 3,7—3,8 MHz, a  $K_1$ , ill. a  $K_2$  jelű kapcsolóval a 3,6—3,7 MHz, ill. a 3,5—3,6 MHz közötti sávokra is kiterjeszhető. Amikor az adó a 7—7,2 MHz, a 14—14,4 MHz, a 21—21,6 MHz és a 28—28,8 MHz közötti sávokban dolgozik, akkor a vezéroszcillátornak a 3,5—3,6 MHz között hangolható beállítását kell használnunk. Ha a 28 MHz-es sávban ez a hullámterjedelem nem elegendő, akkor a  $K_1$  és a  $K_2$  kapcsoló egyidejű bekapcsolásával még tovább kiterjeszhető. A vezéroszcillátor 70 V stabilizált anódfeszültséget kap. A billentyűzés a vezéroszcillátor- és az elválasztó-fokozatban történik. A billentyű lenyomásakor az R billentyűző-jelfogó a hangolt körhöz tartozó  $C_7$  trimmerrel sorbakapcsolja a  $C_{12}$  kondenzátort, aminek a következtében a vezéroszcillátor frekvenciája megváltozik. Az üzemi frekvencia az, amelyen az oszcillátor lenyomott billentyű mellett működik. A billentyű felengedésekor a  $C_{12}$  kondenzátor ismét leválik, és az oszcillátor frekvenciája a működési sávon kívülre tolódik. A billentyű lenyomásának az elválasztó-fokozatra gyakorolt hatása az, hogy lehetővé teszi a fokozat működését, amelyet a billentyű nyugalmi helyzetében az  $R_8$  és  $R_7$  ellenállásokból álló feszültségosztóról levett nagy negatív előfeszültség lezár. Az  $R_7$  ellenállásból és a  $C_{11} + C_{12}$  kondenzátorokból álló komplexum időállandója a jel alakját befolyásolja; a  $C_{11}$  kondenzátor kapacitásának a változtatásával lágy, ill. kemény billentyűzés állítható be. Az elválasztó-fokozat egyébként RC-csatolású erősítő-kapcsolásban működik, erősítése azonban rendkívül kicsi; feladata csak az, hogy a további fokozatoknak a vezéroszcillátorra való esetleges visszahatását megakadályozza. A következő fokozat RF erősítő, ill. frekvenciatöbbszöröző; a 80 méteres és a 40 méteres sávban mint RC-csatolású egyenes erősítő, a 20 méteres és a 14 méteres sáv használatakor 40 méterre rezonanciafajtos ( $L_5$ ) frekvenciakétszerező, a 10 méteres üzemhez pedig mint rezonanciafajtos ( $L_4$ ) frekvencianégyszerező működik. A vezérlőrácselőfeszültséget a  $P_1$  potenciométer segítségével kereken 7 V-ra kell beállítani; ha nincs vezérlés, akkor ez a feszültség lezárja a csövet; kivezérelve 5—10 mA anódáram folyik. A fokozat 210 V stabilizált anódfeszültséget kap; a segédrcs feszültségét — gerjedés elkerülése végett — az  $R_{11}$  ellenállás ejti. A következő fokozat — amelyben, éppen úgy, mint az előzőben, EF 80 típusú csövet alkalmaztunk — 80 méteren mint rezonanciafajtos ( $L_{10}$ ) egyenes erősítő, a 40 méteres és a 20 méteres sávban



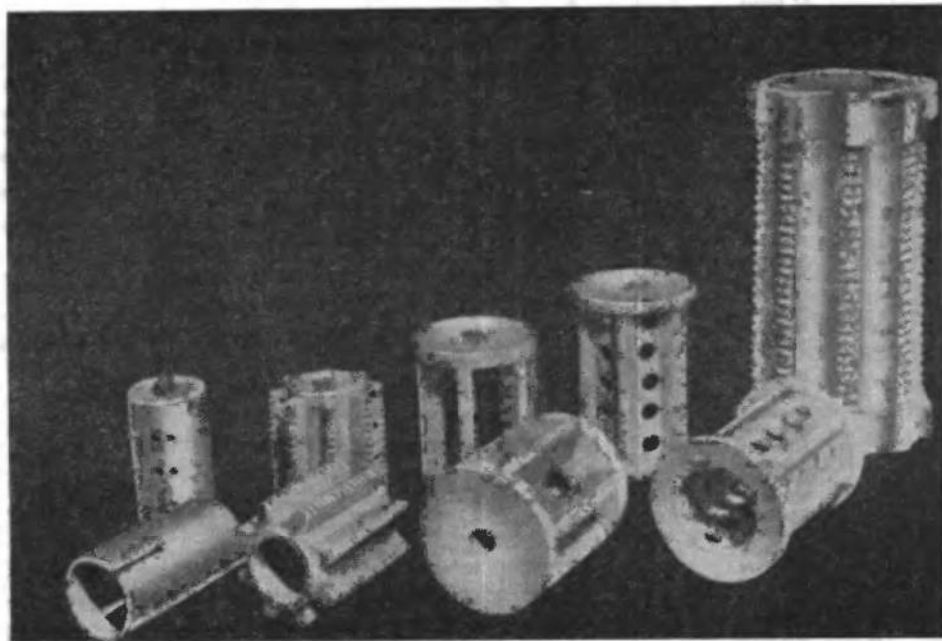


195. ábra. Stabil amatőr-adó kapcsolása

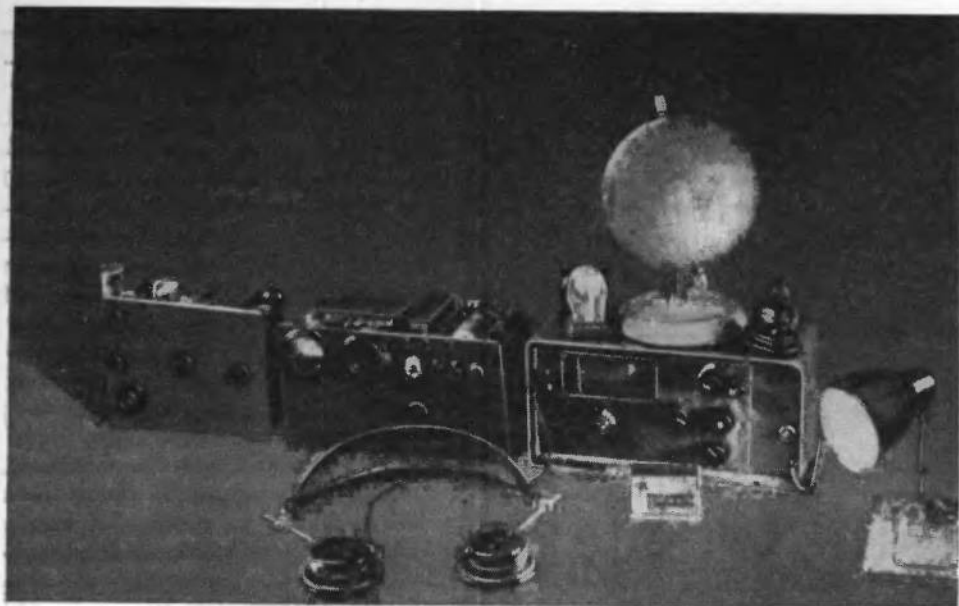
A 195. ábrán közölt 60 W-os adó anyagjegyzéke:

Az alkatrész jele	Megnevezés	Elektromos érték és megjegyzés
C <sub>1</sub>	Forgókondenzátor ráépített trimmerrel	10—18 pF
C <sub>2</sub>	Kondenzátor	70 pF, kerámia (narancsszínű „Tempa S'') kompenzálásra
C <sub>3</sub>	Trimmer	10—30 pF
C <sub>4</sub>	Kondenzátor	500 pF, kerámia (narancsszínű „Tempa S'')
C <sub>5</sub>	Kondenzátor	1 nF, kerámia (narancsszínű „Tempa S'')
C <sub>6</sub>	Kondenzátor	100 pF, kerámia (narancsszínű „Tempa S'')
C <sub>7</sub>	Trimmer	10—30 pF
C <sub>8</sub>	Kondenzátor	100 pF, kerámia
C <sub>9</sub>	Kondenzátor	1 nF, kerámia
C <sub>10</sub>	Kondenzátor	100 pF, kerámia
C <sub>11</sub>	Kondenzátor	0,2 μF, papírkondenzátor
C <sub>12</sub>	Kondenzátor	1 nF, kerámia
C <sub>13</sub>	Kondenzátor	5 nF, papírkondenzátor
C <sub>14</sub>	Kondenzátor	10 nF, papírkondenzátor
C <sub>15</sub>	Kondenzátor	100 pF, kerámia
C <sub>16</sub>	Kondenzátor	5 nF, papírkondenzátor
C <sub>17</sub>	Kondenzátor	10 nF, papírkondenzátor
C <sub>18</sub>	Kondenzátor	16 μF, elektrolitkondenzátor
C <sub>19</sub>	Kondenzátor	4 μF, papírkondenzátor
C <sub>20</sub>	Kondenzátor	1 nF, kerámia
C <sub>21</sub>	Kondenzátor	100 pF, kerámia
C <sub>22</sub>	Forgókondenzátor	max. 150 pF
C <sub>23</sub>	Kondenzátor	200 pF, kerámia
C <sub>24</sub>	Kondenzátor	300 pF, kerámia
C <sub>25</sub>	Kondenzátor	700 pF, kerámia
C <sub>26</sub>	Kondenzátor	kerámia; a részletes adatokat lásd a szövegben
C <sub>27</sub>	Forgókondenzátor	500 pF
C <sub>28</sub>	Kondenzátor	5 nF, csillám
r <sub>1</sub>	Potencióméter	10 kΩ, 0,5 W
r <sub>2</sub>	Potencióméter	10 kΩ, 0,5 W
K <sub>1</sub>	Kapcsoló	egyérintkezős ki-be vagy átkapcsoló
K <sub>2</sub>	Kapcsoló	egyérintkezős ki-be vagy átkapcsoló
F	RF fojtók	
K <sub>3</sub>	5 × 5 állású kapcsoló	kerámias kapcsoló, 3 A-es érintkezőkkel
K <sub>4</sub>		
K <sub>5</sub>		
K <sub>6</sub>		
K <sub>7</sub>		
K <sub>8</sub>	1 × 10 állású kapcsoló	kerámias kapcsoló, 3 A-es érintkezőkkel
K <sub>9</sub>	1 × 10 állású kapcsoló	kerámias kapcsoló, 3 A-es érintkezőkkel
L <sub>1</sub>	Tekercs	20 μH; kerámia tekercstesre égetett ezüst-menetekkel
L <sub>2</sub>	Tekercs	1 mH; szárnyas vasmagon 150 menet, zománcozottalétesítéssel 0,1 mm Ø vörösrézhuvalból
L <sub>3</sub>	Tekercs	1 mH; szárnyas vasmagon 150 menet, zománcozottalétesítéssel 0,1 mm Ø vörösrézhuvalból
L <sub>4</sub>	Rezonanciafojtó	hengeres vasmagon, rezonancia 14 MHz-nél
L <sub>5</sub>	Rezonanciafojtó	hengeres vasmagon, rezonancia 7 MHz-nél
L <sub>6</sub>	Rezonanciafojtó	hengeres vasmagon, rezonancia 28 MHz-nél
L <sub>7</sub>	Rezonanciafojtó	hengeres vasmagon, rezonancia 21 MHz-nél
L <sub>8</sub>	Rezonanciafojtó	hengeres vasmagon, rezonancia 14 MHz-nél
L <sub>9</sub>	Rezonanciafojtó	hengeres vasmagon, rezonancia 7 MHz-nél
L <sub>10</sub>	Rezonanciafojtó	hengeres vasmagon, rezonancia 3,5 MHz-nél
L <sub>11</sub>	Tekercs	4 μH; megcsapolások 2 μH, 1 μH, 0,75 μH és 0,5 μH értékek-nél
L <sub>12</sub>	Tekercs	3 μH; 10 megcsapolással
R	Távíró-jelfogó	RFT-gyártmányú
R <sub>1</sub>	Ellenállás	5 kΩ; 0,25 W
R <sub>2</sub>	Ellenállás	0,1 MΩ; 0,5 W
R <sub>3</sub>	Ellenállás	0,1 MΩ; 0,5 W
R <sub>4</sub>	Ellenállás	500 Ω; 0,5 W
R <sub>5</sub>	Ellenállás	15 kΩ; 0,5 W
R <sub>6</sub>	Ellenállás	5 kΩ; 1 W
R <sub>7</sub>	Ellenállás	0,5 MΩ; 0,25 W
R <sub>8</sub>	Ellenállás	0,25 MΩ; 0,25 W
R <sub>9</sub>	Ellenállás	50 kΩ; 0,5 W
R <sub>10</sub>	Ellenállás	10 kΩ; 2 W
R <sub>11</sub>	Ellenállás	1 kΩ; 0,5 W
R <sub>12</sub>	Ellenállás	1 kΩ; 0,5 W
R <sub>13</sub>	Ellenállás	50 kΩ; 0,5 W
R <sub>14</sub>	Ellenállás	3 kΩ; 5 W
R <sub>15</sub>	Ellenállás	6 kΩ; 5 W

mint frekvenciakétszerező ( $L_9$ , ill.  $L_8$  fojtó), a 14 méteres sávban mint frekvenciaháromszorozó ( $L_7$  fojtó), a 10 méteres sávban pedig ismét mint frekvenciakétszerező ( $L_6$  fojtó) működik. A fojtók átkapcsolása — a többi fokozatban szükséges átkapcsolásokkal együtt — közös tengelyre erősített, többtárcsás kapcsolóval történik. Az RF kimenő feszültség egyenletesebb, ha az  $L_6$ – $L_{10}$  fojtókat ellenállással söntöljük; a kimenő feszültség egyébként a  $P_2$  potenciométerrel szabályozható. Ha a végfokozatban LS 50 típusú csövet alkalmazunk, akkor ebben a fokozatban EL 81 megfelelőbb, mint az EF 80; az eddig ismertetett felépítésű adó ezzel a csővel az LS 50 és a P 35 típusú csövet is valamennyi sávban ki tudja vezérelni. Az anódfeszültségnek ebben az esetben sem kell nagyobbak lennie. A 195. ábrán közölt kapcsolás végfokozatában két, párhuzamosan kapcsolt EL 81 típusú csövet alkalmaztunk; az alkatrészek megkívánt értékét, valamint az üzemi feszültségeket és áramerősségeket a 6.42 pontban már kiszámítottuk. Előnyös, ha a fojtóval, amelyen keresztül a vezérlőrács előfeszültségét tápláljuk be, 5–10 k $\Omega$  értékű ellenállást kapcsolunk sorba; túlvezérlés esetén az ezen létrejövő feszültség még negatívabbá teszi a rácsot, ami a cső védelmére szolgál. A hangolt anódkör („tank-kör”) tekercse megcsapolásokkal készül; az egyes sávokban a tekercs más-más megcsapolásához csatlakozunk; az átkapcsolás az előző fokozatok rezonanciafojtóinak az átkapcsolásával együtt történik. A tekercs ( $L_{11}$ ) kb. 40 mm átmérőjű legyen, és legalább 2 mm átmérőjű, lehetőleg ezüstözött vörösréz-huzalból készüljön. A megcsapolások és a  $C_{22}$ – $C_{26}$  kondenzátorokhoz menő vezetékek a lehető legrövidebbek legyenek, és ugyanolyan huzalból készüljenek, mint maga a tekercs. Ugyanez vonatkozik a  $C_{22}$ – $C_{26}$  kondenzátorok „hideg” vezetékére is. A  $C_{26}$  kondenzátor több, sorbakapcsolt kondenzátorból tevődik össze. Az egyes kondenzátorok



196. ábra. Kerámia tekercstestek

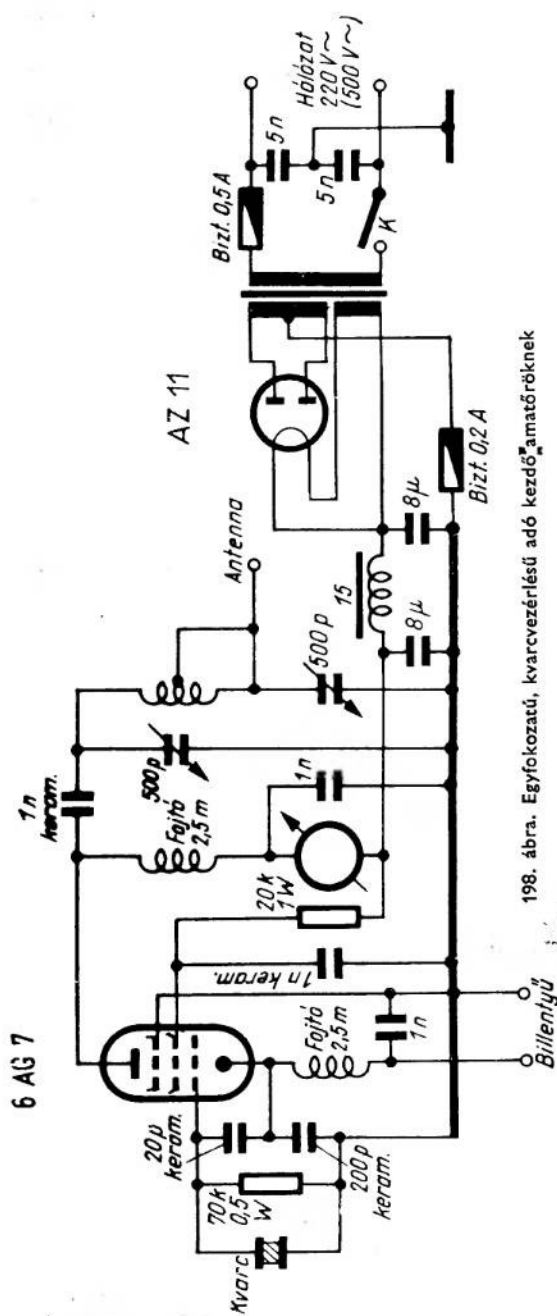


197. ábra. D M 2 F G O kisméretű RH amatőrállomása

kapacitását úgy kell megválasztani, hogy a  $K_7$  jelű kapcsoló koszorúérntkezőihez csatlakozó megcsapolások és a föld közötti kapacitásértékek a következők legyenek: a 10 méteres sávban 320 pF (ez a  $C_{26}$ -ot alkotó valamennyi sorbakapcsolt kondenzátor eredő kapacitása), a 14 méteres sávban 480 pF, a 20 méteres sávban 640 pF, a 40 méteres sávban 1280 pF, a 80 méteres sávban pedig 2500 pF körül. Az a legjobb, ha ezt a kondenzátorkomplexumot kerámikus kondenzátorokból állítjuk össze, amelyeknek a kapacitása a földről számított sorrendben a következő:  $6 \times 20$  nF,  $2 \times 5$  nF,  $2 \times 2,5$  nF,  $1 \times 1,5$  nF és  $1 \times 1$  nF. Ez az összeállítás 10 méteren a kicsatolás 12 fokozatú, 80 méteren pedig 8 fokozatú szabályozását teszi lehetővé, ami elég finom szabályozásnak mondható. A  $C_{27}$  kondenzátorból és az  $L_{12}$  tekercsből álló kiegészítés segítségével az antenna reaktanciája egyenlíthető ki abban az esetben, ha nem hangolt antennát használunk. Arra egyébként mindig módunk van, hogy az antenna villamos hosszát  $\lambda/4$ ,  $3\lambda/4$ ,  $5\lambda/4$  stb. hosszúságúvá tegyük, ami kis értékű talpponti ellenállást eredményez.

A tápegységnek 300 V feszültségű, legalább 250 mA erősségű egyenáramot — a csövek fűtésére — 6,3 V feszültségű, 3 A erősségű váltakozó áramot kell szolgáltatnia. A hálózati transzformátor vasmagjának eközben nem szabad elérnie a telítettséget, ezért meglehetősen nagy keresztmetszetűnek, a fojtótekercsnek pedig kis ellenállásúnak kell lennie. A legalkalmasabb egyenirányítócső-típus az EYY 13. A szűrőkondenzátorok 32, ill. 50  $\mu$ F kapacitású elektrolit-kondenzátorok legyenek. A rácselőfeszültség pontos értékének — —43 V-nak — a beállítására potenciométert alkalmazunk. Egyenárammal kell táplálnunk a billentyűző jelfogót is.

A végfokozat természetesen egy csővel is megoldható; ebben az esetben azonban megváltozik a tank-kör méretezése: a kapacitásoknak  $2/3$ -szor, az induktivitásoknak  $1,5$ -ször akkoráknak kell lenniük, mint amit a 6.42 pontban kiszámítottunk. A táp-



198. ábra. Egyfokozatú, kvarcvezérelt adó kezdőamatőröknek

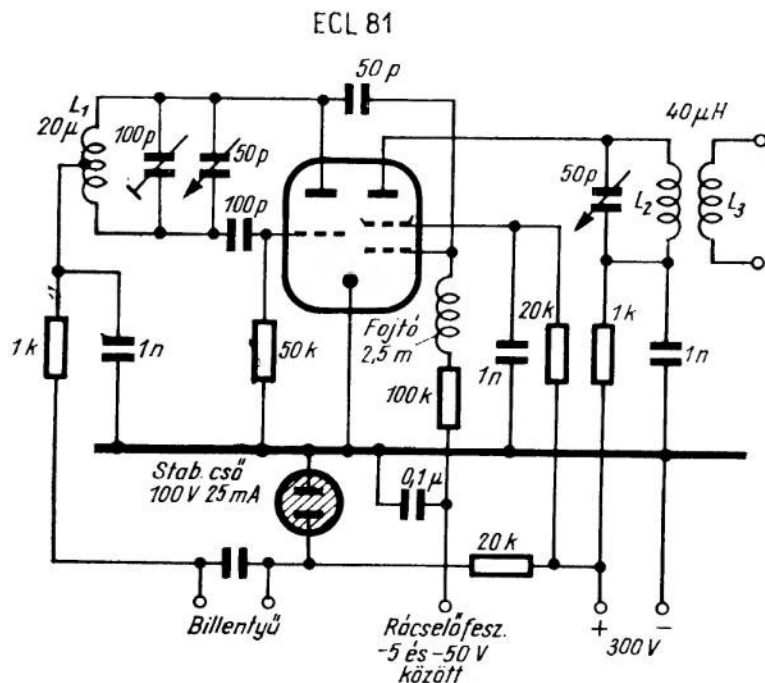
egység fele akkora teljesítményű lehet, ugyancsak fele akkora — 21 W — az RF teljesítmény is.

Távbeszélő üzemer anód- vagy fékezőrács-modulációt ajánlunk; anód-modulációhoz 30 W teljesítményű hangfrekvenciás erősítőre van szükség (pl.  $2 \times$  EL 12, AB-osztályú ellenütemű kapcsolásban). Természetesen rácsmoduláció, vagy keskenysávú FM is alkalmazható.

## 6.52 Kisadó kezdők számára

Mint a megfelelő helyen említettük, nem a legszerencsésebb dolog, ha a kezdő amatőr a vevő-építést kettős transzponálású frekvenciaváltó készülékkel kezdi. Éppen így az első összeköttetések létesítésére közös vevőalkatrészekből épített adó is megfelel; egyszerűsége azonban nem mentesíthet attól, hogy ne teljesítsen bizonyos, ma már általánossá vált stabilitás-követelményeket. Tekintettel ezekre pl. hosszabb hullámokon öngerjesztésű, egyfokozatú adót nem szabad közvetlenül az antenncsatolás és a tápfeszültség ingadozása következtében megengedhetlenül tág határok között változta. Általánosságban azt mondhatjuk, hogy a megkívánt frekvenciaállandóság biztosítására legalább két hangolt körre van szükség, amelyek közül az egyikre nem szabad változó értékű terhelést kapcsolni. A legegyszerűbb megoldás, ha egyetlen pentódát alkalmazunk, a rácskörében elhelyezett kvarccal. A keltett rezgések kicsatolása az anódkörből történik, amelynek a terhelésváltozása csaknem egyáltalában nem hat vissza a rácskörre. Az anódkört vagy a kvarc frekvenciájára, vagy az első harmonikusra.

hangolhatjuk, ilyen módon egy kvarccal két sávon (pl. a 80 méteres és a 40 méteres sávon) dolgozhatunk. Ilyen egyszerű, egycsöves adó kapcsolása látható a 198. ábrán; egyetlen 6 AG 7 típusú csővel működik, amely kvarcvezérlésű oszcillátor, és — szükség esetén — egyúttal frekvenciakétszerező is. Hangolt anódkörként Collins-szűrőt alkalmaztunk, amellyel bármilyen antenna az adóhoz illeszthető. Az adó katódbillen-tyűzésű; a moduláció is a katódban történhet, úgy, hogy a táviróbillentyű helyére 4 W-os teljesítményerősítő kimenő transzformátorát kapcsoljuk. A kvarc frekvenciájának a 80 méteres sávon 3,5 és 3,8 MHz, a 40 méteres sávon 3,5 és 3,55 MHz között



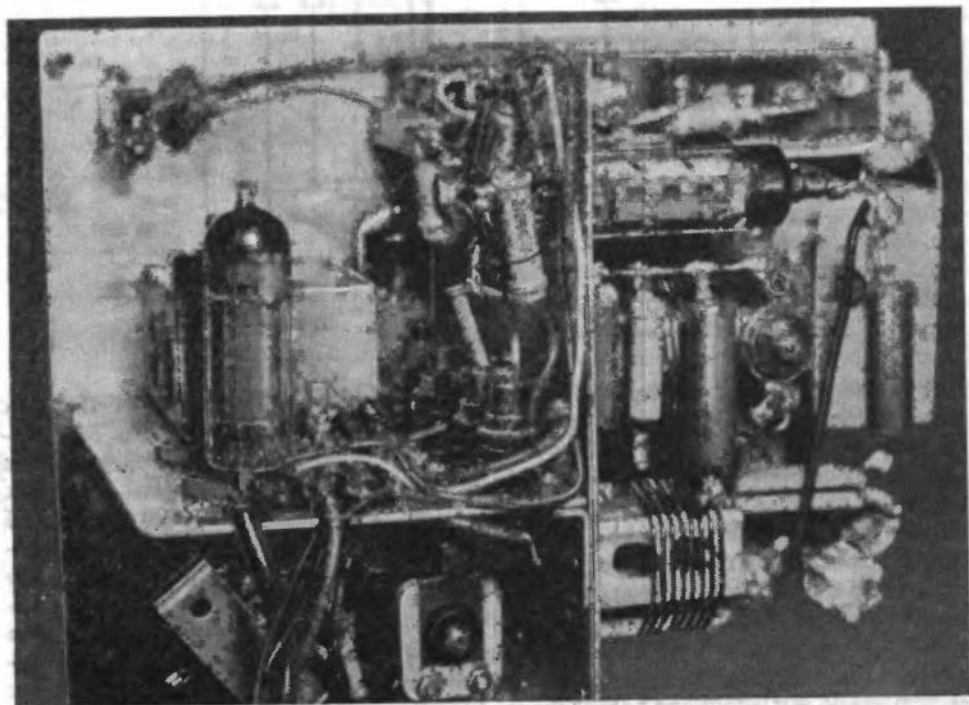
199. ábra. Egycsöves kisadó, ECL 81 típusú csővel

kell lennie. Az anód-tápfeszültséget RF fojtón keresztül, párhuzamosan tápláljuk be; a Collins-körben nem folyik egyenáram. Az anódegyenáram értékét az RF fojtóval sorbakapcsolt mA-mérő mutatja. A tápegységnek 350 V feszültségű egyenáramot kell szolgáltatnia. A Collins-kör forgókondenzátorai 500 pF kapacitású légforgók lehetnek. Az egész adó — a tápegységgel együtt — 70 mm × 160 mm × 300 mm méretű alapelemre szerelhető. Az adó teljesítménye 5—10 W. Hangolásakor 15 W-os izzólámpát kapcsolunk az antenna- és a földszorító közé; a kvarc behelyezése és az adó bekapcsolása után lenyomjuk a táviró-billentyűt, a Collins-szűrő első forgókondenzátorát pedig addig hangoljuk, amíg az izzó fel nem villan, az anódáram pedig vissza nem esik („dip”). Ezután a második forgóval erősebb fényre hangolunk, majd az első forgóval ismét utánahangolunk, és így tovább, mindaddig, míg a legkedvezőbb helyzetet el nem érjük. Kis adónkhoz antennaként akármilyen szabadon felfüggesztett, 10 méternél hosszabb huzalt használhatunk. A kimenő teljesítmény jelzésére zseblámpa-

égőből (3,8 V; 0,07 A) és a kivezetéseihez forrasztott kb. 60—60 cm hosszú huzal-darabokból álló berendezés szolgál, amelyet az antennára csavart „csápjai” segítségével úgy erősítünk fel, hogy szabadon függ az antennavezeték mellett. Hangolás közben a kis égő felvillan — ugyanis párhuzamosan kapcsolódik az antennához, és felveszi az RF energia egy részét. Ha a „csápokat” egymástól távolabb levő pontokra csavarjuk, akkor az égő több energiát vesz fel, és jobban világít. Az adót a legerősebb fényre kell hangolni.

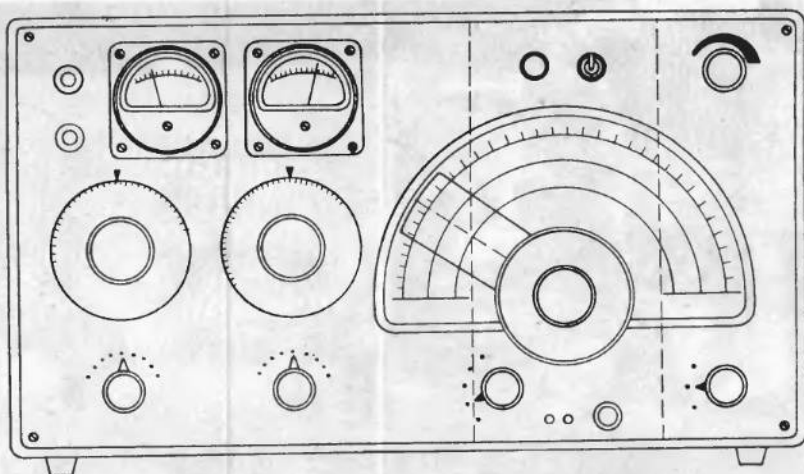
A Collins-kör tekercsének igen kis veszteségűnek kell lennie. Vagy 25 mm átmérőjű kerámia tekercstestre csévéljük, vagy szabadon álló tekercset készítünk, amelyet két trolitul-tartóhoz erősítünk. A tekercs 40 menetű, 1,5 mm  $\varnothing$  ezüstözött vörösréz-huzalból, 80 mm hosszúságban készüljön.

A sávon belül hangolható frekvenciájú, egyszerű adó kapcsolása látható a 199. ábrán. Egyetlen ECL 11 (vagy még jobb, ha ECL 81) típusú csővel működik, amelynek a triódája a változtatható frekvenciájú, induktív hárompontkapcsolású oszcillátor, a tetródája pedig a végfokozat. A rezgést az oszcillátor anódjáról 50 pF kapacitású kondenzátorral csatoljuk a tetróda rácsára. A tetróda anódköre tetszés szerint 80 vagy 40 méterre hangolható. A végfokozat C-osztályú üzemet a változtatható vezérlőrács-előfeszültséggel lehet beállítani. Az antennacsatoló-tekercset az anódkör  $L_2$  tekercse közepe köré kell tekercselni, attól kb. 1 cm távolságban; menetszáma az  $L_2$  tekercsének kb.  $\frac{1}{5}$  része legyen. A csatolás mértékét azáltal változtathatjuk, hogy a csatoló-



200. ábra. RH amatőradó árnyékolt fokozatai

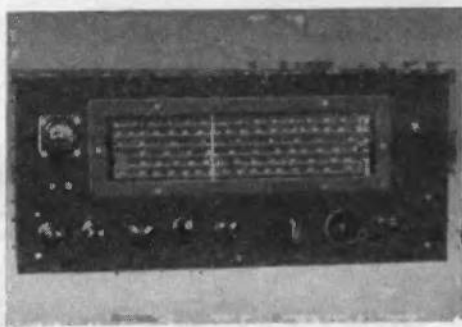




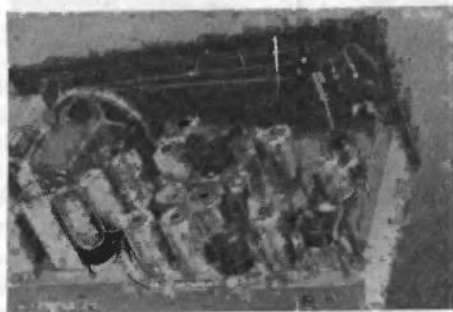
201. ábra. Az összes RH amatőrsávon működő adó előlapterve

tekercest az  $L_2$  tekercs közepéről a „hideg” vége felé eltoljuk. A kis adóval elérhető RF teljesítmény 4–5 W.

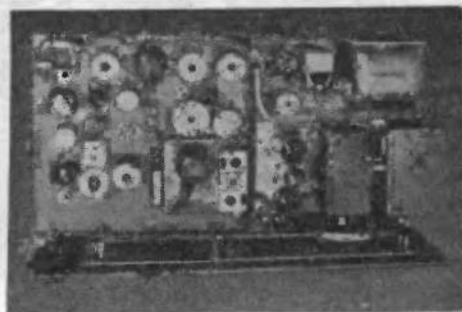
Valamivel „többet tud” a 210. ábrán bemutatott kétfokozatú adó. Oszillátora hangolható Clapp-oszcillátor; a cső katódja kapacitív feszültségosztás révén a hangolt kör középső részéhez csatlakozik. A segéddrácfeszültséget ködfénylámpás feszültségstabilizátor állandó értéken tartja. Az oszcillátor csatolása a végfokozathoz aperiódikus. A végfokozat anódkörét Collins-szűrő alkotja, amely frekvenciakétszerezőként is kiképez-



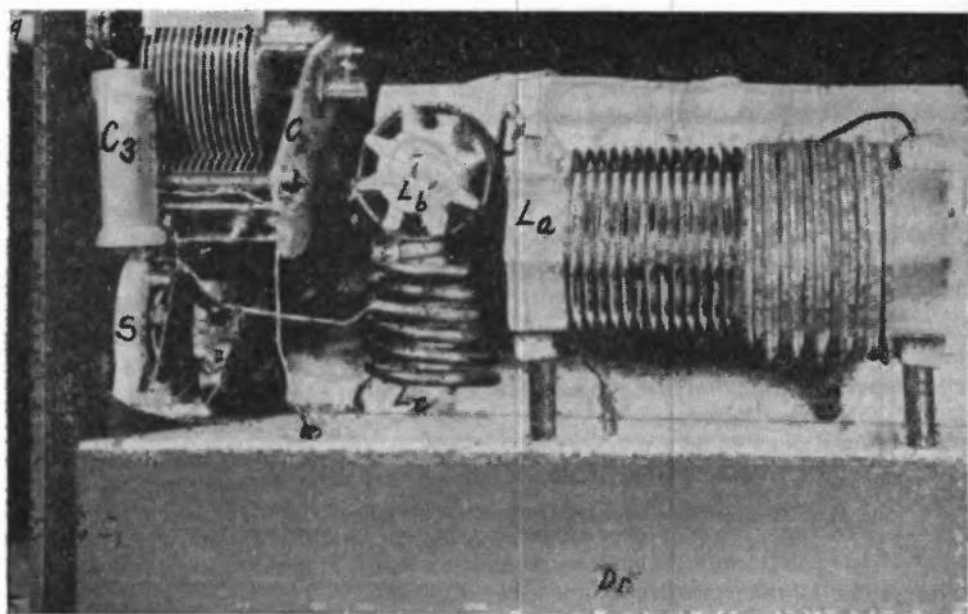
202. ábra. A kettős transzponálású RH amatőr frekvenciaváltóvő előlapja



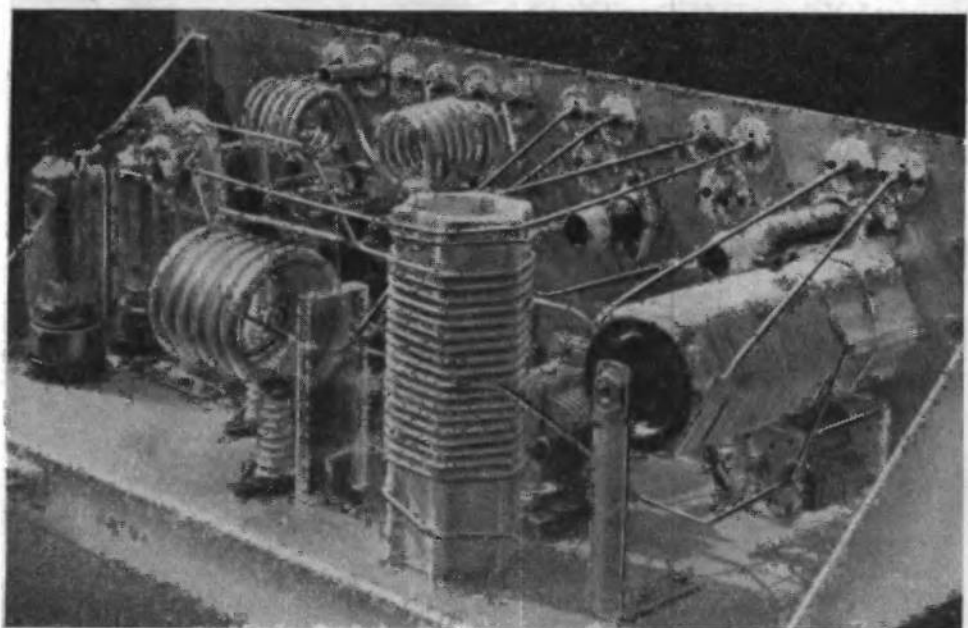
203. ábra. A kettős transzponálású RH amatőr szupervevő hátulnézete



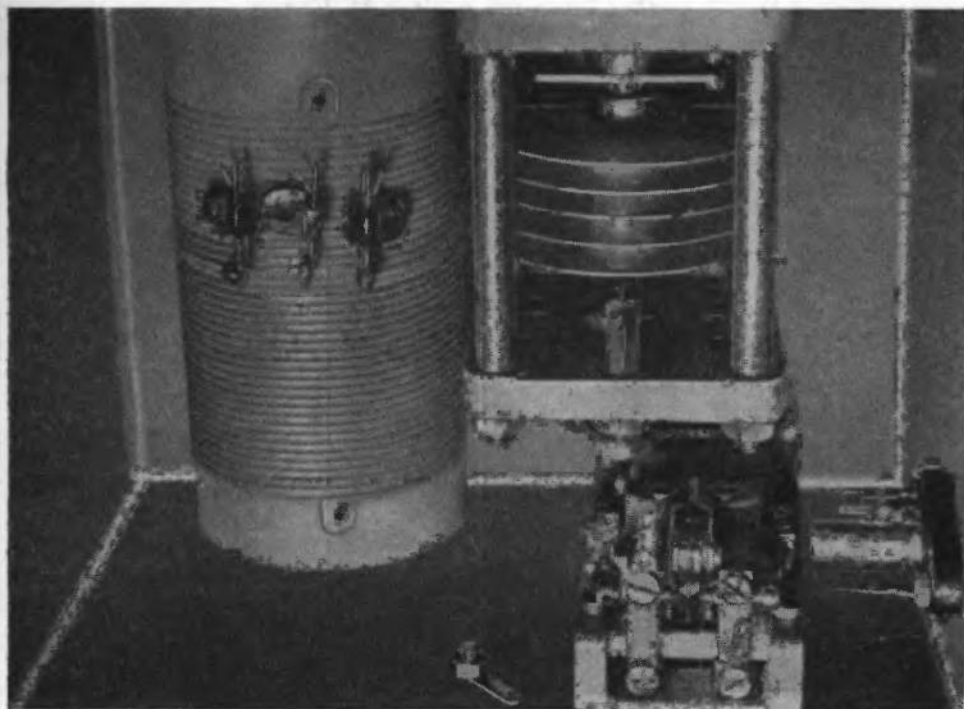
204. ábra. A kettős transzponálású RH amatőr szupervevő elrendezése



205. ábra. DM 2 ALN amatőr-adóállomás Collins-végfokozata



206. ábra. DM 2 APM-amatőr-adóállomás Collins végfokozata

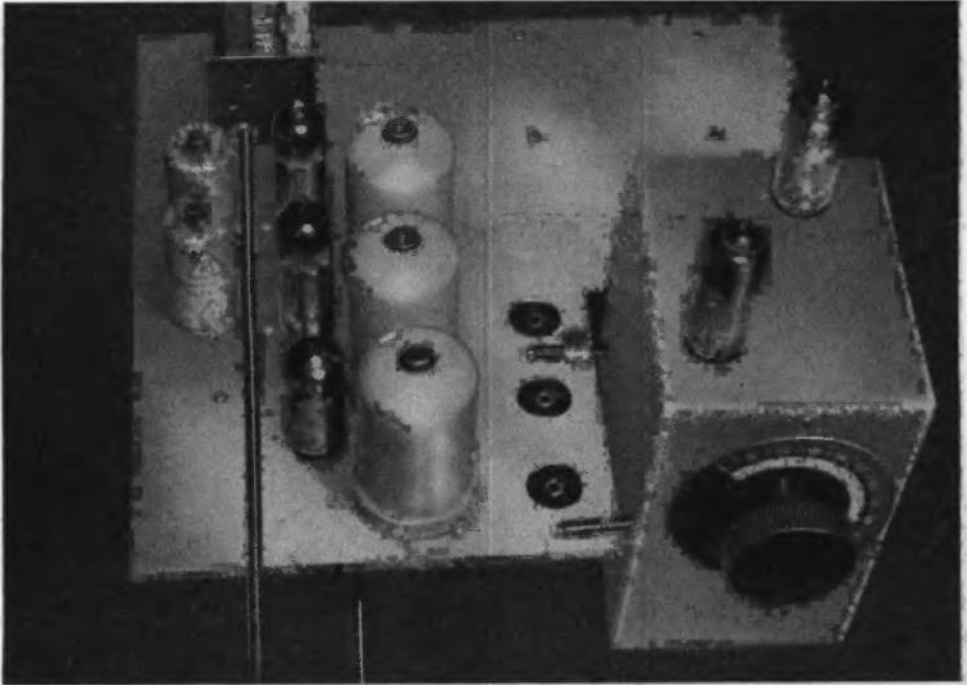


207. ábra. A sávűrős-adó előszerelt végfokozata. Jól láthatók az áramkörti elemek és a billentyűző jelfogó

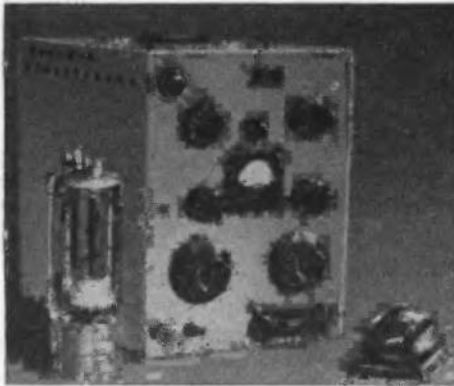
hető. Akinek már van némi gyakorlata az adó-épitésben, az oszcillátorfokozat aperiódikus anódköre helyett hangolt anódkört alkalmazhat. Ebben az esetben már itt megkettőzhetjük az oszcillátorfrekvenciát; ezt a kétszeres frekvenciát a végfokozat anódkörében ismét megkétszerezve, a két fokozatban az eredeti frekvencia négyszeresét állíthatjuk elő, bár ez teljesítményveszteséggel jár.

### 6.53 C fokozatú adó tervezése

Ebben a pontban — konkrét példa kapcsán — további, amatőr-adók tervezése szempontjából lényeges tudnivalókat ismertetünk. Az érvényben levő előírások nyomtatékosan hangsúlyozzák, hogy az amatőr-adóknak nem szabad zavarniok a kereskedelmi és egyéb rádióforgalmat. Amíg a kisugárzott RF teljesítmény el nem éri a kb. 20 W-ot, addig ettől általában nem is kell tartani, ennél nagyobb teljesítményű amatőr-adók azonban már könnyen zavarhatják más amatőrök üzemét, és különösen a televízióvételt. Főképpen az üzemi frekvenciától eltérő frekvenciájú kisugárzásra kell ügyelnünk. Ilyen nem szándokosan keltett és kisugárzott rezgések meglehetősen nagy számban jöhetnek létre, és figyelemreméltó teljesítményűek lehetnek. Ha pl. a 14 MHz-es sávban dolgozunk, könnyen előfordulhat, hogy az adó 7 MHz, 3,5 MHz, sőt 1,75 MHz frekvenciájú szubharmonikusokat is kisugároz, különösen akkor, ha a vég-



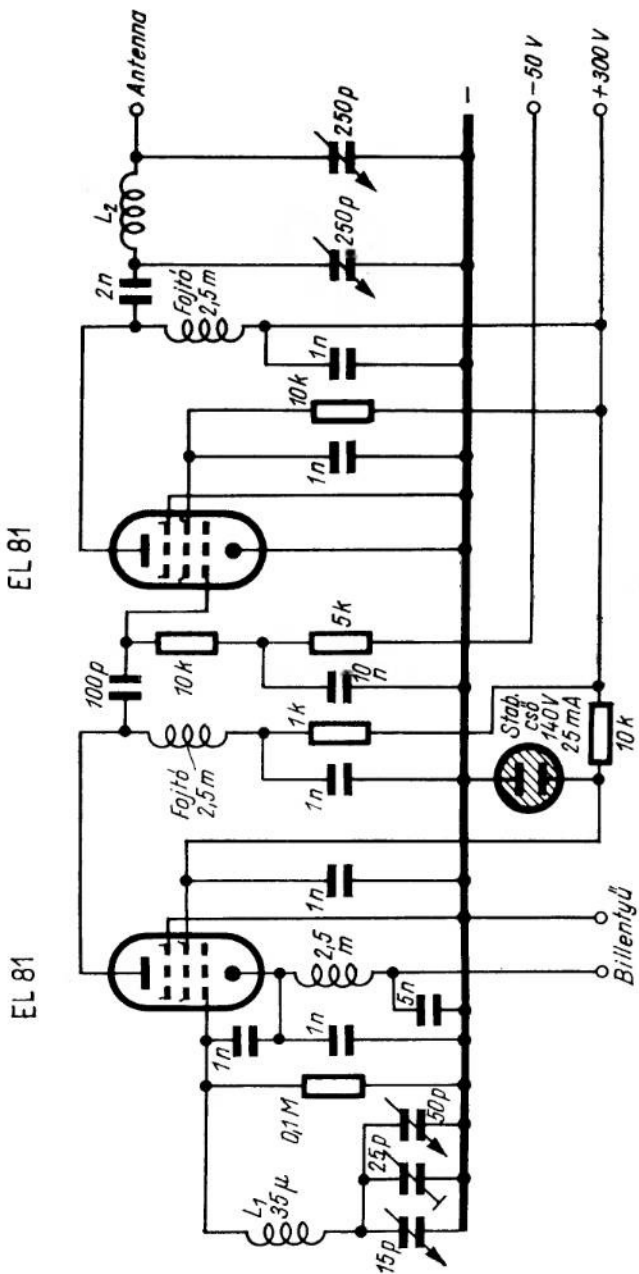
208. ábra. A sávszűrős adó alváza. Jól felismerhető az árnyékolt vezérlőfokozat, a sávszűrők és a közbelső fokozatok



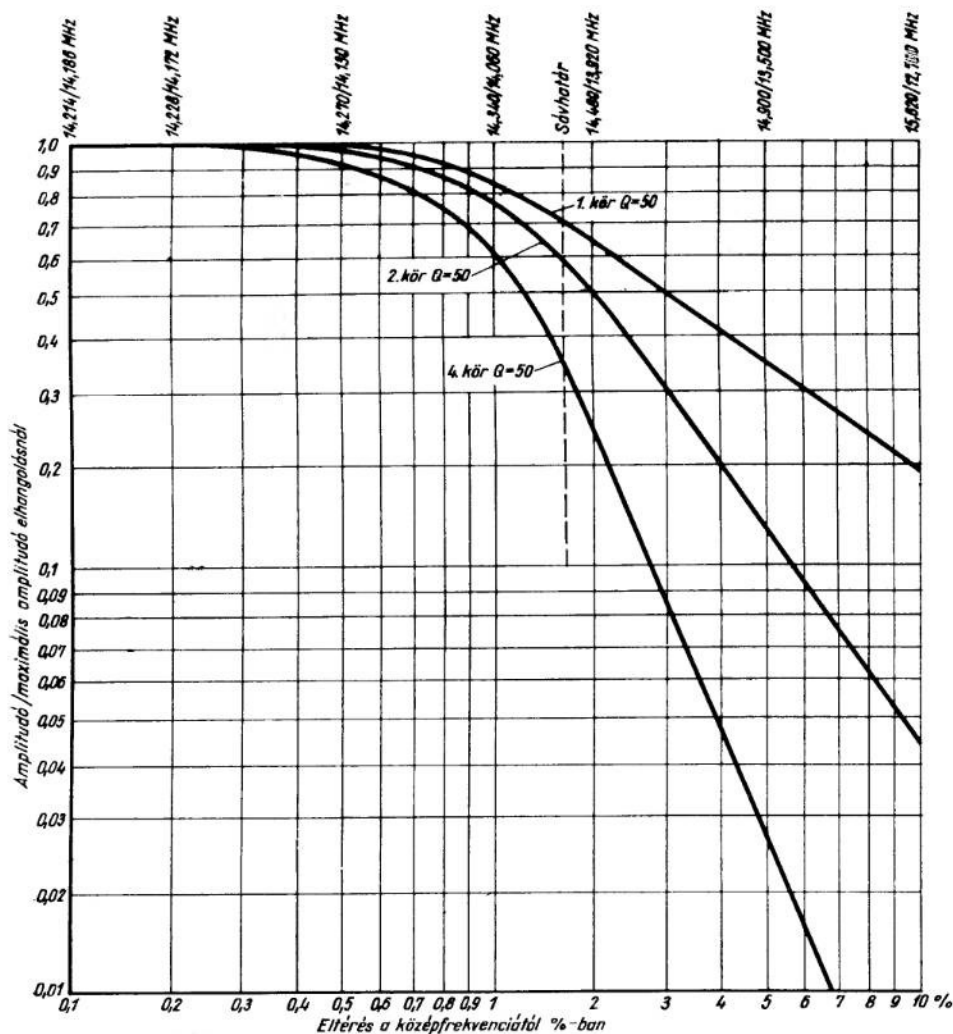
209. ábra. DM2 APM hálózati üzemi hordozható állomása

fokozat anódkörében  $\Pi$ -szűrőt alkalmazunk. Ugyancsak kellemetlen zavarokat okozhatnak az adóban előforduló frekvenciák összegéből és különbségéből adódó keverékrezgések is, amelyek többnyire az amatőr-sávokon kívül fekszenek. Az üzemi frekvencia és ezeknek a keverék-frekvenciáknak a felső harmonikusai is a legváratlanabb helyeken okozhatnak erős zavarokat. A zavaró frekvenciák kisugárzása csak akkor kerülhető el kellőképpen, ha a végfokozat rácsára csak az üzemi frekvenciájú rezgések juthatnak; a végfokozatban — az ellenütemű kapcsolás kivételével — nem szabad frekvenciát kétszerezni. Ha az adónak nem dolgozik minden fokozata ugyanazon a frekvencián, akkor csak úgy teljesíthető,

hogy a végfokozat rácsára csak üzemi frekvenciájú rezgések jussanak, ha az adónak is van bizonyos mértékű szelektivitása. A vezérosszillátor frekvencia-meghatározó köre és a végfokozat hangolt köre csak igen kis mértékben járul hozzá ehhez a szelek-



210. ábra. Kétfokozatú kisadó Clapp-oscillátorral és Collins-szűrővel

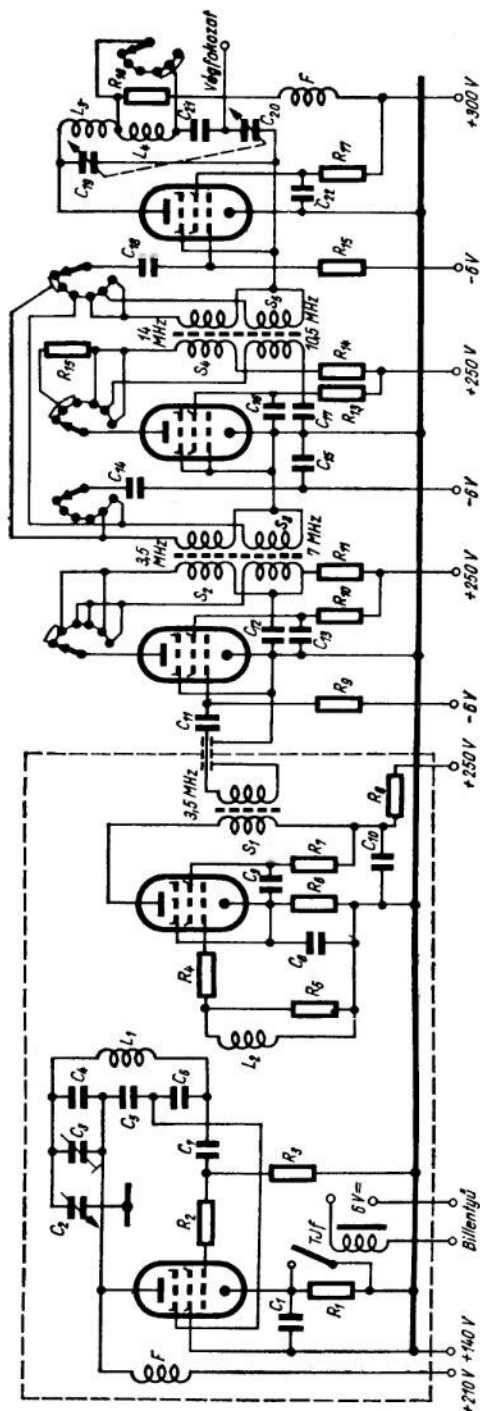


211. ábra. Hangolt körök csillapításgörbéi

tivitáshoz; mint azonban a 211. ábrán közölt diagramból extrapolálással kivehető, az első harmonikust, ill. szubharmonikust egy  $Q_0 = 50$  jóságú közbenső hangolt kör az alaprezgés értékének kb. 1%-ára, két ugyanolyan jóságú — egymástól elektroncsővel elválasztott — közbenső kör pedig kb. 0,02%-ára csökkenti, feltéve természetesen, hogy a készülék működése egyébként kifogástalan. Ha még azt is figyelembe vesszük, hogy a frekvenciakétszerező fokozatban — mint a 187. ábrán közölt diagram mutatja — az anódáram kétszeres frekvenciájú összetevőjének az amplitúdója kisebb, a szokásos anódáramfolyási szögek mellett kb. fele akkora, mint az alapfrekvenciájú összetevőjéé, akkor érthetővé válik, hogy pl. a 100 W teljesítményű, egy közbenső körös adó antennájára 5 W, a két közbenső körös adóra pedig 0,1 W

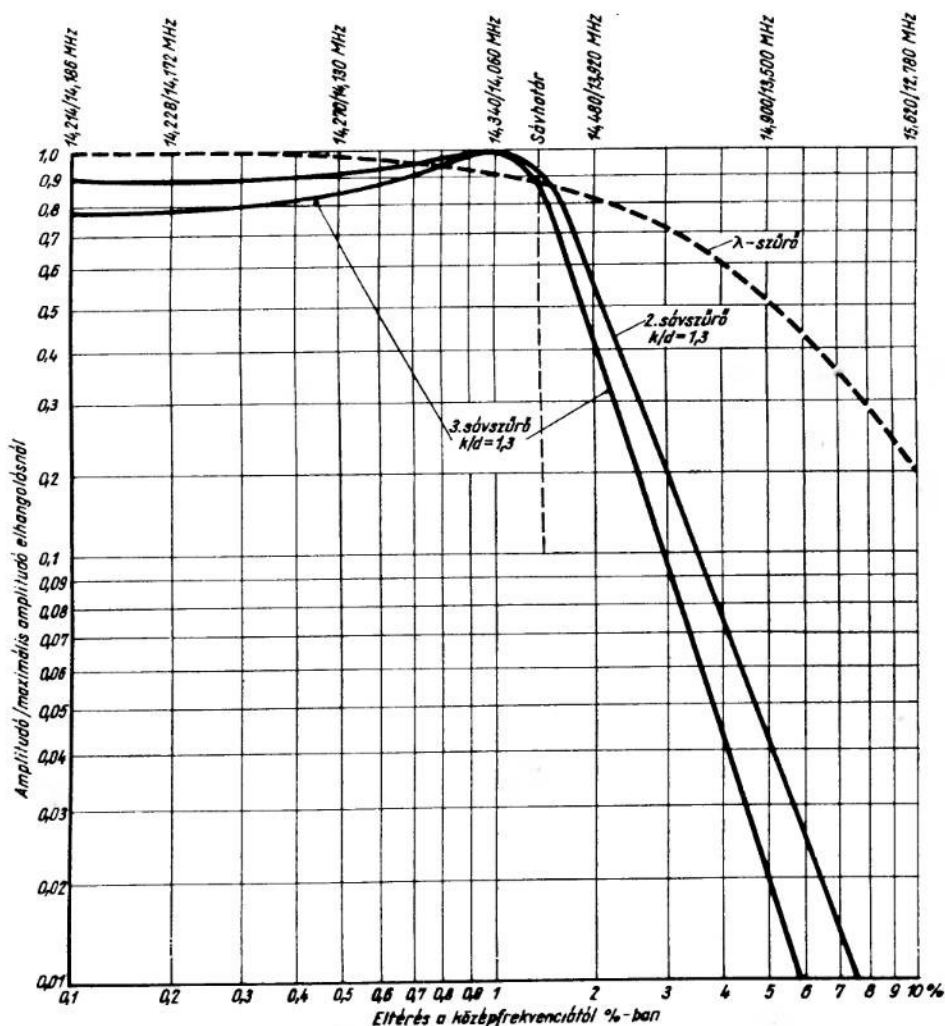
teljesítményű harmonikus rezgés is juthat, amely elég nagy távolság áthidalására is képes, mégpedig esetünkben olyan frekvencián, amelyen nem is szándékozunk adni. Mint a 211. ábrán közölt csillapításdiagramokból megállapítható, ezek a zavaró kisugárzások több — pl. négy — közbenső hangolt kör alkalmazásával hatásosan megakadályozhatók. A gyáripár valóban ezt a megoldást alkalmazza: négy, sőt több együttfutó, közös gombbal hangolható rezgőkört építenek az adókészülékekbe. Az amatőr ezt rendszerint nem tudja megoldani, hanem mindegyik kört külön kénytelen hangolni, vagyis a legkisebb elhangolás alkalmával is öt gombot kell kezelnie. Ez a módszer rendkívül hosszadalmas és kényelmetlen.

Az amatőr-tevékenység — a kereskedelmi rádiózással ellentétben — csak keskeny frekvenciasávokra korlátozódik, ami lehetővé teszi, hogy a közbenső fokozatokban sávszűrőket alkalmazzunk. Nem szabad azonban elfelejtenünk, hogy az adóban — a vevőkészülékektől eltérően — teljesítményerősítő-fokozatok működnek, és a sávszűrőket ennek megfelelően kell méreteznünk. A számítások azt mutatják, hogy a 10 és a 14 méteres sáv számára megfelelő tulajdonságú sávszűrők amatőr-eszközökkel alig építhetők, különösen akkor nem, ha a sávszűrőnek a végfokozat rácsához kell csatlakoznia. Így azután a 212. ábra szerinti kapcsolás alakult ki, amely két, ill. három közbenső fokozatot alkalmaz, két, ill. három kéthangoltkörös sávszűrővel; a megfelelő csillapításgörbéket a 213. ábra mutatja be. Mellékleten bemutatjuk a kapcsolás szerinti megépített adóról készített fényképet is (207—208. ábra).



212. ábra. Sávszűrős adókapcsolás





213. ábra. Sávszűrők csillapításgörbéi

A kapacitív hárompontkapcsolású oszcillátor EF 80 típusú csővel működik. A  $C_2$  jelű forgókondenzátor a hangoló kondenzátor, a  $C_3$  jelű trimmerrel végezhető a pontos skálához-igazítás. A billentyűzés a katódkörben történik: a táviró-billentyű lenyomásakor a táviró-jelfogó rövidrezárja a katódkörben levő, a csövet lezáró negatív előfeszültséget előállító  $R_1$  ellenállást. A relé táplálásához szükséges 6 V feszültségű egyenáramot a fűtőfeszültség egyenirányítása és kiefeszültségű (12 V), 50  $\mu\text{F}$  kapacitású elektrolitkondenzátorral való szűrése révén állítjuk elő. A vezérosszcillátor frekvenciája 3,5 MHz körül van. A vezérosszcillátort követő elválasztó-fokozat — három csatoló-menet révén — induktíve csatlakozik hozzá. Az elválasztó-fokozatban ugyancsak EF 80 típusú csövet alkalmazunk, amely már sávszűrő közvetítésével csatlakozik a következő fokozathoz. A vezérosszcillátort és az elválasztó-fokozatot külön árnyékolt dobozba épít-

jük, amelyet — egyetlen közös földelési pont kivételével — teljesen elszigetelünk az adó többi részétől. Az árnyékolást a 212. ábrán szaggatott vonallal jelöltük.

Ezután három közbenső fokozat következik EF 80, ismét EF 80, majd EL 84 típusú csővel; az egyes fokozatok közötti csatolás átkapcsolható, kéthangoltkörös sáv-szűrőkkel történik. Az első közbenső fokozat erősítését — és ezzel a kimenő teljesítményt — az  $R_9$  jelű, 20 k $\Omega$  értékű ellenálláson keresztül betáplált rácselőfeszültség változtatásával szabályozzuk. A 3,5 és a 7 MHz-es sávban a második közbenső fokozat nem működik: anódáramát az anódkörébe kapcsolt  $R_{15}$  jelű ellenállással lecsökkentjük, az első közbenső fokozat kimenő sávszűrőjét pedig nem ennek, hanem a harmadik közbenső fokozatnak a rácsához csatlakoztatjuk. A 3,5 MHz-es (80 méteres) sáv számára a hullámváltó két állását tartottuk fenn, mert külön sávszűrő lehet szükséges a távíró- és külön a távbeszélő-sáv számára; egyelőre azonban megelégedtünk egy sáv-szűrővel, amelynek a sáv szélessége 3,5 MHz-től 3,7 MHz-ig terjed. A második közbenső fokozat a 14 MHz-es és a 28 MHz-es sávban 7 MHz-ről 14 MHz-re kétszerez, a 21 MHz-es sávban pedig 3,5 MHz-ről 10,5 MHz-re háromszoroz. A harmadik fokozat munkaellenállása kettős forgókondenzátorral hangolható II-szűrő; a  $C_{19}$  kondenzátor kapacitása 120 pF, a  $C_{20}$  kondenzátoré 250 pF körül van. Ha nincs megfelelő különleges forgónk, akkor a szokásos  $2 \times 500$  pF kapacitású forgót is felhasználhatjuk; a szükséges kapacitás-értéket sorbakapcsolt rövidítő-kondenzátorokkal állíthatjuk be. A forgókkal 1 : 2,5 arányú frekvenciaátfogás érhető el, így a kapcsoló egyik állásában a 80 és a 40 méteres, a másik állásában pedig a 20, a 14 és a 10 méteres sáv behangolható. Az  $L_4$  tekercset az  $R_{18}$  jelű, néhány k $\Omega$  értékű ellenállás csillapítja, hogy a kisebb frekvenciájú sávokon, amelyeken mindegyik vagy csaknem mindegyik fokozat ugyanazon a frekvencián dolgozik, ne keletkezhesék gerjedés. A harmadik közbenső fokozat a 21 MHz-es sávban 10,5 MHz-ről a 28 MHz-es sávban pedig 14 MHz-ről kétszerez; az ezeken a sávokon bekapcsolt  $L_3$  tekercs legalább 1 mm  $\varnothing$  vörösrézhuvalból készüljön. A választott II-szűrős kimenet egyrészt csökkenti a végfokozatra kapcsolt RF feszültség értékét, másrészt azzal jár, hogy a végfokozat nem a teljes hangolt körre, hanem annak csak egy részére csatlakozik; ezzel megakadályozzuk, hogy a végfokozat visszahasson az előző fokozatokra. A harmadik közbenső fokozat kb. 5W kimenő teljesítményt szolgáltat, amely bármilyen — akár földeltrácsú — amatőr-végfokozat kivezérléséhez biztosan elegendő.

A sávszűrők szekunder oldalát a következő fokozat bemenő ellenállása terheli, amely — minthogy a csöveket a pozitív rácsfeszültség-tartományban is vezéreljük, aminek a következtében rácsáram is folyik — kis értékű. A csövek bemenő ellenállása a kivezérlés mértékétől függően változik, és vele együtt változnak a sávszűrők tulajdonságai is. A változó terhelés nem kívánatos következményeit úgy kerülhetjük el, ha a sávszűrőket már elve 20 k $\Omega$  körüli értékű ellenállással terheljük; így viszont csak akkor remélhetjük, hogy sávszűrőink üzemi tulajdonságai elfogadhatóak lesznek, ha rezonancia-ellenállásuk terheletlen állapotban igen nagy. Ennek érdekében hangolókapacitásként a szerelési és csőkapacitásokat használjuk fel; ezzel elérjük, hogy a körökben folyó áram és így a körök vesztesége is elég kicsi marad, és még a frekvenciaháromszorozó fokozatok hatásfoka is elég jó. A köröket RF vasmag segítségével induktivitásuk változtatásával hangoljuk. A sávszűrők előzetes behangolása alkalmával a szerelési és csőkapacitásokat kondenzátorokkal helyettesítjük, amelyeknek kapacitása az  $S_1$  sávszűrőnél 30 pF, a többinél pedig 50 pF. A sávszűrők végleges behangolása már az adóba beépítve történik; a végerősítőcsövet felfűtjük, de anód- és segédarácsfeszültséget nem kapcsolunk rá, és csővoltmérőként használ-

juk úgy, hogy mérjük a vezérlőrács áramát. A behangolás abból áll, hogy a sávszűrők egyes köreit a megfelelő frekvenciára hangoljuk, és beállítjuk az egyes körök között a megfelelő csatolást. Minthogy a csatolásnak változtathatónak kell lennie, a két tekercs közül az egyiket — a tekercstenen eltolhatóan — papírgyűrűre csévéljük. A tekercsek a kiindulási helyzetben 2—3 cm-nyire legyenek egymástól. A behangolásakor a sávszűrőkön rajta kell lennie az árnyékoló serlegnek. Az EF 80 üzemi rácselőfeszültsége —15 V, az EL 84-é pedig —30 V; mindkettőt annyira le kell csökkenteni, hogy a végerősítőcső rácsárama csak igen kis értékű legyen. Az oszcillátort 3,55 MHz-re hangoljuk, és valamennyi hangolt kört — annak az egynek a kivételével, amelyiket éppen be akarunk állítani — párhuzamosan kapcsolt 1 nF kapacitású kondenzátorral elhangoljuk. Az EL 84 anódkörében levő II-szűrőt — a kiválasztott hullámsávnak megfelelően — 3,55 MHz-re, 7,1 MHz-re, és így tovább hangoljuk. A hangolást a készülék kimenetéhez legközelebb levő körrel kezdjük, és úgy haladunk a készülék bemenete felé; amelyik kört már egyszer beállítottuk, ahhoz nem nyúlunk újra. A 3,5 MHz-es sávban tehát az  $S_2$  sávszűrő szekunder körét hangoljuk be elsőnek; a primér kört és az  $S_1$  sávszűrő mindkét körét eközben a már említett párhuzamos kondenzátorok elhangolják. A kört az RF vasmaggal hangoljuk rezonanciára; a helyes beállítást a rácsárammérő műszeren jól leolvasható maximum jelzi. A rácselőfeszültségeket most tovább csökkentjük, annyira, hogy a műszer éppen csak kitérjen; ezután a párhuzamos kondenzátort levesszük a primer körrel, és átforrasztjuk a már behangolt szekunderre. Most következik az  $S_2$  sávszűrő primer körének, majd hasonlóan az  $S_1$  sávszűrő szekunder, végül primer körének a behangolása. Ezután eltávolítottuk az elhangoló párhuzamos kondenzátorokat, és az oszcillátort végighangoljuk a 3,5 MHz és a 3,6 MHz közötti sávon, miközben a rácsáram változását figyeljük, amely a sáv szélein rendszerint alaposan lecsökken. Ebben az esetben szorosabbra vesszük a sávszűrők tekercsei közötti csatolást, és az egész behangolást újból megismételjük, majd megint szorosabbra vesszük a csatolást és újrhangolunk, mindaddig, amíg a rácsáram értéke az egész sávban nagyjából egyenletessé nem válik. Az EL 84 anódkörében levő II-szűrő segítségével olyan mértékben kiegyenlíthetjük a hangolást, hogy a végerősítő-fokozat még 3,7 MHz-en is kivezérelhető.

Ugyanilyen módszerrel hangoljuk be a többi hullámsávban működő sávszűrőket is. Ismételten hangsúlyozzuk, hogy a már egyszer behangolt körök beállítását eközben nem változtatjuk meg.

Az ismertetett szempontok figyelembevételével 100 vagy 200 W teljesítményű adót is üzemben tarthatunk TV-vevő közvetlen közelében, anélkül, hogy annak a vételét zavarnók. Ennek természetesen az is feltétele, hogy a TV-vevő KF-ja ne essék valamelyik amatőrsávba, illetőleg hogy a TV-vevő árnyékolása kifogástalan legyen; ha viszont mégis ez a helyzet, akkor ez nem az adó hibája, és így a zavar az adóoldalon nem is szüntethető meg.

## 6.6 BILLENTYŰZÉS

A fejezet első részében általánosságban — tehát tekintet nélkül arra, hogy milyen konkrét oszcillátor-kapcsolással dolgozunk — vizsgáljuk az RF rezgés táviró-üzem számára alkalmas megszakításának a lehetőségeit. A fejezet második részében a technika mai állás szerint korszerűnek mondható és a gyakorlatban szóba jöhető billentyűzési eljárásokat ismertetjük.

A billentyűzés elvileg az adó bármelyik olyan körében végezhető, amelyik az RF rezgések keltése és kisugárzása szempontjából alapvetően fontos feladatot lát el. Elsőrendű követelmény, hogy a kiválasztott kör megszakítása az RF rezgések azonnali leszakadását, zárása pedig azonnali megindulását biztosítsa.

### 6.61 Az alapvető billentyűzési eljárások

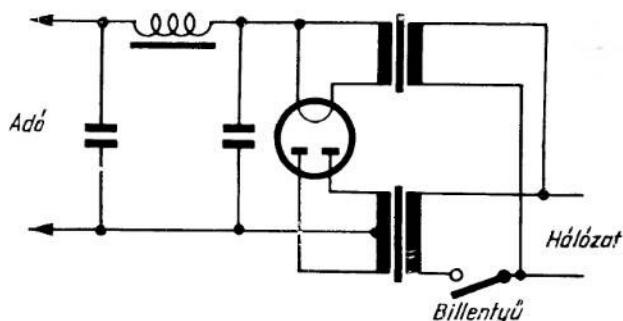
A billentyűzéssel szemben a következő követelményeket támasztjuk:

1. a billentyűzési szünetekben teljesen szakítsa meg az RF kisugárzását,
  2. ne befolyásolja a frekvenciastabilitást,
  3. ne befolyásolja a hang- és a jelminőséget,
  4. a billentyű lenyomásakor azonnal induljon meg a jel kisugárzása,
  5. ne okozzon rádióvételi zavarokat,
  6. a billentyűzési szünetekben tegye lehetővé a vételkésztséget (break-in üzem).
- Először is vegyük szemügyre a bevezetőül már említett általános billentyűzési lehetőségeket. Ezek a következők:

#### 6.611 A hálózati táplálás billentyűzése

Mint a 214. ábra mutatja, a billentyűt az anódfeszültség előállítására szolgáló hálózati transzformátor primer körébe kapcsoltuk; a csövek fűtése egy másik transzformátorról történik. A billentyű minden lenyomásakor először a szűrőlánc töltődik fel,

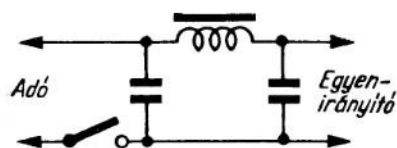
az anódfeszültség tehát fokozatosan növekszik; a billentyű felengedésekor a szűrőlánc lassan sül ki, és az RF jel is fokozatosan szűnik meg. Normális jelsebességgel csak akkor adhatunk, ha a szűrőlánc időállandója nem haladja meg az  $1/50$  s-ot. Éppen ezért ezt a billentyűzési módot csak akkor alkalmazhatjuk, ha az adó konstrukciója lehetővé teszi kis időállandójú szűrőlánc beépítését, vagyis főképpen kristályvezérlésű adókban és 500 Hz frekvenciájú tápfeszültség esetén. Alkalmazható ezenkívül önegyenirányítású adókban, amelyeknek a működéséhez sem külön egyenirányítóra, sem külön szűrőláncra nincs szükség.



214. ábra. A hálózati táplálás billentyűzése

#### 6.612 Anódbillentyűzés

Az anódbillentyűzés elvét a 215. ábra mutatja. Minthogy a billentyű felengedése meglehetősen nagy feszültségű áramot szakít meg, erős a szikrázás és az ívképződés, ami — eltekintve attól, hogy idő előtt tönkreteszi az érintkezőket — hátrányosan befolyásolja a jel megindulását is. További nehézséget okoz az, hogy az egyenirányító a billentyűzési szünetekben terheletlen, és a kondenzátorok a transzformátor szekunder



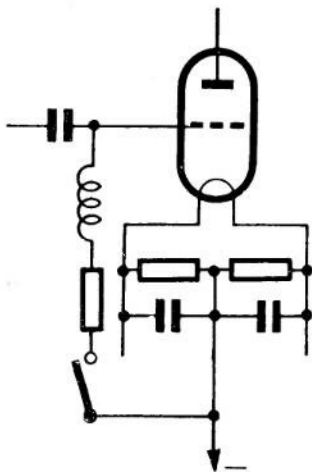
215. ábra. Anódbillentyűzés

feszültségének a csúcsertékére — az effektív feszültség 1,41-szeresére — töltődnek fel; terhelt állapotban viszont belső ellenállása következtében még az effektív feszültséget sem éri el. Billentyűzéskor tehát az üresjárás és a terhelt állapot között tekintélyes feszültségkülönbség van, amely minden jel kezdetén hirtelen kiegyenlítődik; a jel ennek következtében lökészerűen

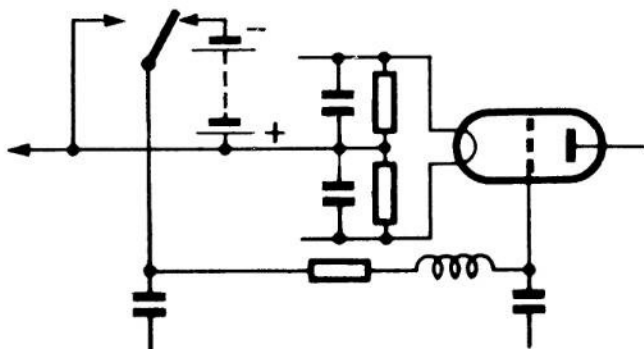
indul meg, és nagymértékű frekvenciaingadozást vált ki. A kondenzátorok kisülése következtében létrejövő billentyűzési lökés elhárítására akkor is módot kell találnunk, ha kristályvezérlést alkalmazunk, ami a frekvenciaingadozást, amelyet az anódfeszültség változása egyébként előidézne, megakadályozza.

### 6.613 Rácsbillentyűzés

A következő billentyűzési lehetőség: megszakítjuk a rácslevezetű ellenállás körét (216. ábra). A rácsáram megszakítása következtében a rács akkora negatív feszültségre töltődik fel, amely lezárja az anódáramot, és így a rezgések megszűnnek. Az elmélet azonban nem minden esetben alkalmazható. Vannak esetek, amikor a rácsáram szigetelési hibák következtében nem szűnik meg teljesen; máskor viszont a cső konstrukciója nem teszi lehetővé, hogy a rácsra az anódáramot teljesen lezáró negatív töltés halmozódjék fel. Az első esetben, ha nagyon rossz a szigetelés, akkor a rácslevezető ellenállás körének a megszakítása egyáltalában nem hat ki az adó működésére. Ha a szigetelés valamivel jobb, akkor az ún. csepegés jelensége lép fel, ami meghatározott időközökben folyó, lökészerű rácsáramban nyilvánul meg. A második esetben többnyire az tapasztalható, hogy a rácslevezető kör megszakításakor a rezgések ugyan megszűnnek, az anódáram azonban annyira megnő, hogy tönkretelheti a csövet. Ezek a nehézségek megszüntethetők azáltal, hogy a jelszűnetekben akkora — külső eredetű — negatív feszültséget kapcsolunk a rácsra, amekkora elegendő az anódáram lezárásához. Ez a negatív rácsfeszültség az anódfeszültségnek az áthatással egyező — vagy inkább másfélszer akkora — százaléka legyen. Ha tehát pl. az anódfeszültség 1000 V, az áthatás pedig 8%, akkor a csövet lezáró negatív rácsfeszültség  $0,08 \cdot 1000 \cdot 1,5 = 120 \text{ V}$  értéke legyen. A 217. ábra ennek a billentyűzési módnak a kapcsolását mutatja. A lezáró feszültséget szolgáltató telepet a billentyű nyugalmi érintkezője és az anódfeszültségforrás negatív sarká közé kapcsoljuk; a billentyű lenyomásakor a rácslevezető ellenállás közvetlenül az anódfeszültségforrás negatív sarkához kapcsolódik. Ha azt tapasztaljuk, hogy az alatt a rövid idő alatt, amíg a billentyű lenyomásakor a rácslevezető kör teljesen nyitott, zavar keletkeznék, akkor a billentyűzést jelfogó segítségével kell végeznünk, amelynek az érintkezőit úgy kell beállítanunk, hogy az egyik érintkezője csak akkor nyisson, amikor a másik már zárt.

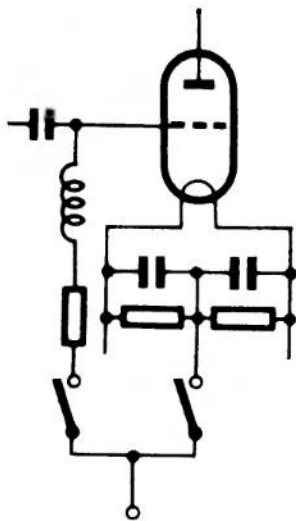


216. ábra. Rácsbillentyűzés

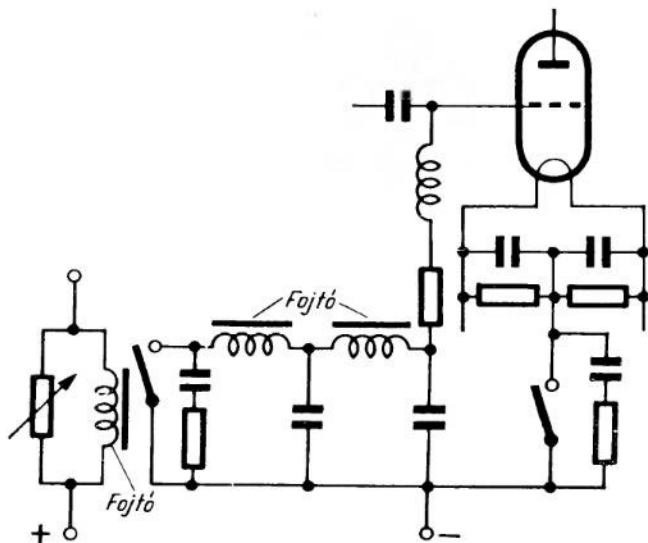


217. ábra. A csövet lezáró rácfszültség billentyűzése

Ha meg akarjuk takarítani a jelszűnetekben csövet a lezáró külön feszültségforrást anélkül, hogy le kellene mondanunk a rácsbillentyűzés előnyeiről, legfőképpen arról, hogy csak kis áramokat kell kis feszültség mellett megszakítanunk, akkor kombinált rác- és anódbillentyűzést kell alkalmaznunk. Ilyen billentyűzési eljárás elvi kapcsolását tünteti fel a 218. ábra; a terheléskiegyenlítést ezen a rajzon — egyszerűség kedvéért — nem ábrázoltuk. A billentyűző jelfogónak két záró érintkezője van, az egyik az anódkört, a másik a rácskört zárja. Az érintkezőket úgy kell beállítani, hogy meghúzáskor előbb az anódkörbe kapcsolt érintkező zárjon, a rácskörbe kapcsolt pedig csak az után. Elengedéskor megfordítva: előbb a rácsköri érintkező bont, majd utána az anódköri. A billentyű lenyomásakor tehát előbb az anódfeszültséget kapcsoljuk a csőre, az anódáram azonban nem nő meg az üzemi értékére mindaddig, amíg a rácskör nyitott; a normális üzemi állapot csak a rácskör záródása után áll be,



218. ábra. Kombinált rác- és anódbillentyűzés

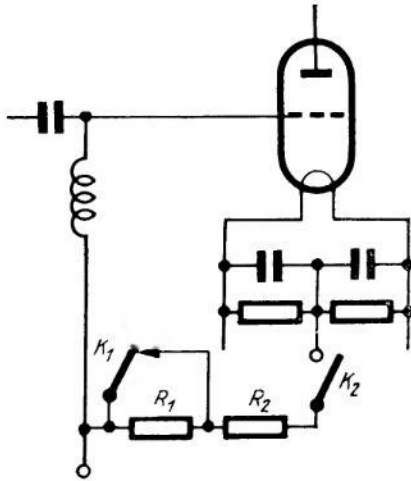


219. ábra. Zörejszűrős billentyűző-kapcsolás

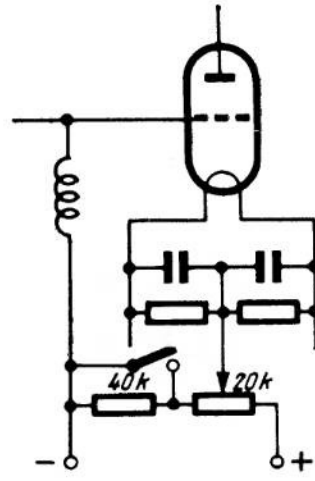


és a rezgések is csak akkor indulnak meg. A billentyű elengedésekor előbb a rácskört szakítjuk meg, a rács negatív feszültségre töltődik fel, ami csökkenti az anódáramot, amelyet röviddel azután teljesen meg is szakítunk. Ez a kapcsolás igen lágy billentyűzést tesz lehetővé; nagy előnye ezenkívül, hogy a jelfogó érintkezőit csak viszonylag gyenge áram terheli, és hogy a jelszünetekben teljes biztonsággal lezárja az anódáramot.

A 219. ábrán ugyanez a kapcsolás látható, billentyűzőrejszűrővel kiegészítve: a rácsbillentyű elé kéttagú szűrőláncot, az anódkörbe fojtótekerccset kapcsolunk, és mindkét érintkezővel ellenállásból és kondenzátorból álló szikraoltót kapcsolunk párhuzamosan.



220. ábra. Kombinált billentyűzés



221. ábra. Feszültségosztós billentyűző-kapcsolás

Ha a rács a rácsvezető kör megszakítása után nem töltődik fel pontosan meghatározható feszültségre, akkor célszerű a 220. ábra szerinti kapcsolás alkalmazása, amelyben a katódkörbe kapcsolt  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásról vesszük le a szükséges rácsfeszültséget. A billentyű lenyomásakor mindkét érintkező zár; az üzemi rácselőfeszültséget az  $R_2$  ellenállásról vesszük le, az  $R_1$  ellenállást a  $K_1$  érintkező rövidre zárja. A billentyű elengedésekor előbb a  $K_1$  érintkező nyit, és beiktatja a katódkörbe az  $R_1$  ellenállást, amelynek az értéke az  $R_2$ -ének kb. tízszerese. Az anódáram és a csövön levő feszültség ezáltal nagy mértékben lecsökken, a rácsfeszültség viszont nem változik, illetőleg még negatívabbá válik. A  $K_2$  érintkező ezután már könnyen és minden zavar nélkül megszakítja az igen kicsire csökkent anódáramot. Az ellenállás-értékek megfelelő megválasztása esetén ez a kapcsolás minden további zavarsszűrés nélkül is igen lágy billentyűzést tesz lehetővé.

Ennek a billentyűzési módnak egy egyszerűsített változatát mutatja be a 221. ábra. Az anódkört bontó érintkezőt ebben a kapcsolásban feszültségosztó helyettesíti. A cső katódja a feszültségosztó megcsapolásához csatlakozik; a megcsapolástól a rajzon balra eső ellenállás-résztől vesszük le a rácsfeszültséget, a jobbra esőtől pedig az anódfeszültséget. A billentyű elengedésekor nyit a potenciométerrel sorbakapcsolt



ellenállást rövidrezáró érintkező, a feszültségosztó-lánc ellenállása a háromszorosára nő, a megcsapolástól jobbra és balra eső rész-ellenállások aránya pedig úgy változik meg, hogy a negatív rácsfeszültség nagy mértékben megnő, az anódfeszültség pedig lecsökken, aminek a következtében a cső azonnal lezár.

#### 6.614 Antennabillentyűzés

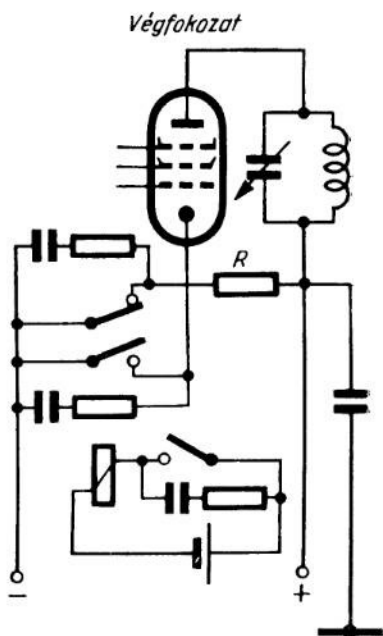
Az RF áramok — így az antennakör — billentyűzése csak igen kis teljesítményű adóknál, és ott is csak kis kapacitású jelfogóval oldható meg. A billentyűzésnek ez a módja nem előnyös és nem ajánlható.

### 6.62 A gyakorlatban használatos billentyűzési módok

A jó billentyűzéssel kapcsolatban támasztott követelményeket már bevezetőben felsoroltuk.

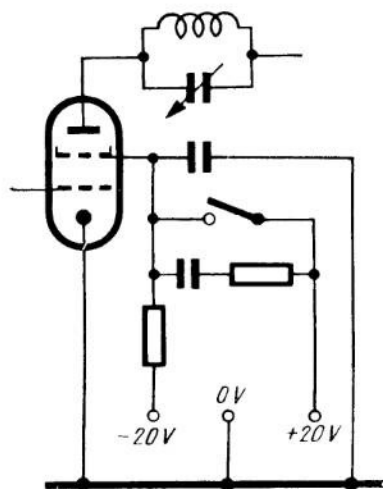
A legegyszerűbb az, ha a végfokozatot billentyűzzük, miközben a vezérosszcillátor és a közbenső fokozatok tovább rezegnek. Ha az adó olyan felépítésű, hogy a végfokozat nem hat vissza az oszcillátorra — pl. ha a vezérosszcillátort elválasztó-fokozat követi — akkor a billentyűzésnek ez a módja a jelek igen pontos kialakítását teszi lehetővé. A végfokozat billentyűzése csak katód- vagy fékezőrácsbillentyűzéssel történhet.

Az üzemi feszültségek billentyűzése következtében nagy mértékben ingadozik az adót tápláló egyenirányító terhelése. Ha a vezérosszcillátort ugyanaz az egyenirányítóberendezés táplálja, mint a végfokozatot, akkor ennek a feszültségingadozásnak az lehet a következménye, hogy a frekvencia a jel tartama alatt megváltozik; ezt nevezik „csiripelés”-nek (chirp). Ha a tápegyenirányító feszültségét nem tudjuk stabilizálni, akkor a 222. ábrán bemutatott terheléskiegyenlítő kapcsolást alkalmazhatjuk. Ebben a kapcsolásban a jelszünetekben ugyanakkora a tápegyenirányító terhelése, mint a jel tartama alatt. A jelszünetekben külön erre a célra szolgáló terheléskiegyenlítő cső veszi fel az egyenirányító áramát. A terheléskiegyenlítő csövet a jelek tartama alatt a végerősítő rácslevezető ellenállásán kialakuló negatív feszültség lezárja; a billentyűzési szünetekben viszont a végerősítő cső rácskörében nem folyik áram, ennek következtében a rácslevezető ellenálláson nem alakul ki negatív feszültség, és így megindulhat a terheléskiegyenlítő cső anódárama, amelyet változtatható értékű ellenállással akkorára állítunk be, hogy a tápegyenirányító terhelése állandó legyen. Terheléskiegyenlítő csőként bármilyen — egyébként már használhatatlan — cső alkalmazható, amelynek az anódárama 0 V rácsfeszültség mellett elég nagy. Szükség esetén több csövet kapcsolhatunk párhuzamosan.

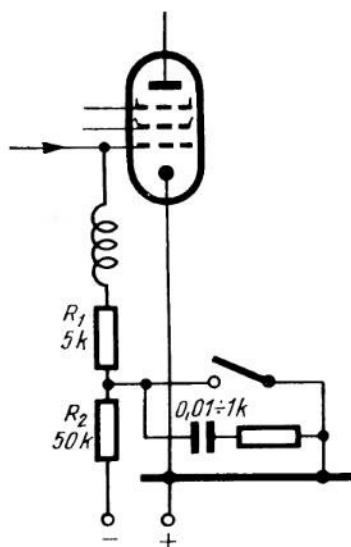


222. ábra. Billentyűzés terheléskiegyenlítéssel

Terheléskiegyenlítő kapcsolás elektroncső nélkül, csak ellenállással is létesíthető, ha a megfelelő kapcsolások elvégzésére elegendő jelfogó-érintkező áll rendelkezésünkre (222. ábra). Különös gondot kell fordítanunk az érintkezők beállítására, amelynek olyannak kell lennie, hogy az átkapcsolás terhelési szünet nélkül menjen végbe, vagyis a tápegyenirányító áram egészen rövid időre se szakadjon meg, viszont az se forduljon elő, hogy egyidejűleg mindkét terhelés rá legyen kapcsolva az egyenirányítóra.



223. ábra. Fékezőrács-billentyűzés



224. ábra. Elválasztó-fokozat lezáró feszültségének a billentyűzése

A 223. ábra fékezőrács-billentyűzés kapcsolását mutatja be. A fékezőrács 10–50 k $\Omega$  értékű ellenálláson keresztül –20 V-ra kapcsolódik, billentyűzéskor pedig kis pozitív feszültséget kap. Minthogy ennél a módszernél break-in üzem nem lehetséges, a vevő az adó frekvenciáján csak az adó kikapcsolása után vételkész, az amatőr gyakorlatban nem jöhet számításba.

Kifogástalan „break-in” üzemet csak a vezérosszillátor- vagy az elválasztó-fokozat billentyűzése tesz lehetővé. A többfokozatú adók célja elsősorban az, hogy különálló, állandó frekvencián működő oszillátor alkalmazását tegyék lehetővé; éppen ezért a lehetőség szerint arra kell törekedni, hogy ennek az oszillátornak a stabilitását a billentyűzéskor fellépő kapcsolási jelenségek ne veszélyeztessék. Ennek az érdekében az oszillátort lehetőleg állandóan üzemben tartjuk, és a billentyűzést valamelyik következő – elválasztó- vagy frekvenciakészítész – fokozatba helyezzük át. Ezekben a fokozatokban minden olyan billentyűzési mód alkalmazható, amelyet a továbbiakban mint oszillátor-billentyűzést ismertetünk. Nagyon előnyös, ha a 224. ábra szerinti, a lezáró rácsfeszültséget billentyűző eljárást alkalmazzuk az elválasztó-fokozatban; ebben az esetben a billentyű érintkezőjét csak viszonylag kis áram terheli. Az egyenirányítóknak akkora negatív feszültséget kell szolgáltatnia, amekkora az anódáramot a jelszünetekben teljesen lezárja. A billentyű lenyomásakor a rácsot

katód feszültségre kapcsoljuk; nehogy a zárófeszültséget szolgáltató egyenirányító rövidzárba kerüljön, a negatív sarka és az érintkező közé nagyértékű ellenállást kapcsolunk. Segédrácsbillentyűzést is lehet alkalmazni. Minthogy azonban az anódáram nyitott segédrácsáramkör esetén sem szűnik meg teljesen, azért a segédrácsbillentyűzés csak kiegészítő billentyűzésképpen ajánlható olyankor, amikor a billentyűzés a vezéroszcillátor-fokozatban történik; ilyenkor a végerősítő-cső védelmére szokás segédrácsbillentyűzést alkalmazni. Ezzel a módszerrel megakadályozható a végerősítőcső megrongálódása jelszünetben, abban az esetben, ha a végerősítőcső rácselőfeszültségét szolgáltató egyenirányító felmondaná a szolgálatot.

Lágyabb billentyűzést tesz lehetővé, ha a billentyűzött segédrácsáramkörbe megfelelően méretezett hangfrekvenciás fojtót kapcsolunk.

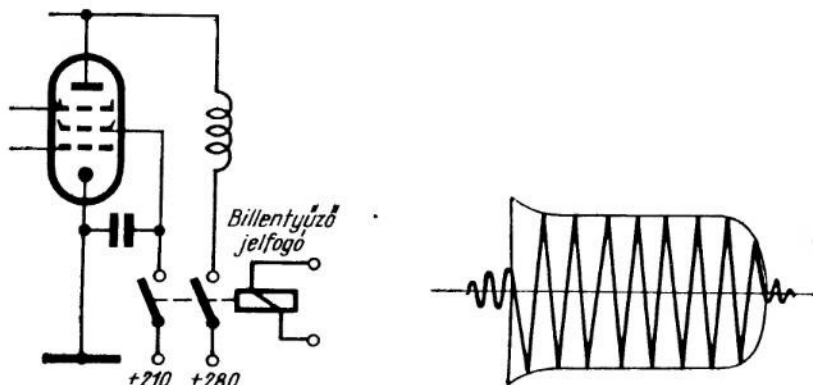
Amatőr-eszközökkel is elérhető, hogy az állandóan rezgő oszcillátor rezgései ne juthassanak az oszcillátor-egységen kívülre, ha betartjuk a következő szabályokat:

- a) az oszcillátor kis teljesítményű legyen, és csak 70, de legfeljebb 140 V stabilizált anódfeszültséget alkalmazzunk;
- b) az oszcillátor-egységet tökéletesen árnyékoljuk;
- c) a fűt- és anódvezetékeket közvetlenül az oszcillátor-egységből való kivezetés előtt fojtózzuk; a kivezetés átvezető-kondenzátorral történjék;
- d) a forgókondenzátor fém-tengelyét ne vezessük ki a dobozból, hanem szigetelőanyagból készítsünk tengelyhosszabbítást, és ezt vezessük át az oszcillátor-egység homloklapján;
- e) a 160 m-es sávban (1750—1900 kHz) működő oszcillátort használjunk.

Ha az alkalmazott oszcillátor-kapcsolás és a vezéroszcillátor konstrukciója olyan, hogy jelszünetekben az oszcillátor rezgése nem tartható távol a vevőkészüléktől — pl. ez a helyzet olyankor, ha az oszcillátor a 80 vagy a 40 m-es sávban rezeg — akkor zavartalan „break-in” üzem csak úgy biztosítható, ha magát az oszcillátort billentyűzzük. Elvileg bármelyik elektródának a feszültsége billentyűzhető, nagymeredekségű csövek segédrácsának a billentyűzése azonban nem tanácsos, mert ezek — ha lényegesen gyengébben is — esetleg lekapcsolt segédrács-feszültség mellett is rezegnek (a szerző azt tanácsolja, hogy elvben csak triódát alkalmazzunk oszcillátorcsőként).

Marad tehát az anód-, katód- vagy rácsbillentyűzés. ECO-kapcsolásnál csupán az anódfeszültség billentyűzése nem megfelelő, hanem az anód- és segédrácsfeszültség egyidejű billentyűzésére van szükség; ez viszont billentyűző-jelfogó nélkül nem oldható meg. Stabilizált tápfeszültség esetén a segédrácsfeszültséget ne előtétellenállással állítsuk elő, mert a segédrács-kondenzátornak rendkívül kis kapacitásúnak kellene lennie ahhoz, hogy az RC-tag időállandója megfelelő értékű legyen; ellenkező esetben elkerülhetetlen a „csiripelés”. A billentyűző jelfogó érintkezőit úgy kell beállítani, hogy mindkettő pontosan ugyanabban az időben nyisson, ill. zárjon. Minthogy ezt a gyakorlatban rendkívül nehéz megvalósítani, a nem tökéletesen pontos beállítás következtében fennáll a kemény, szélessávú billentyűzőrejeket és ezáltal rádióvételi zavarokat okozó billentyűzés veszélye (225. ábra).

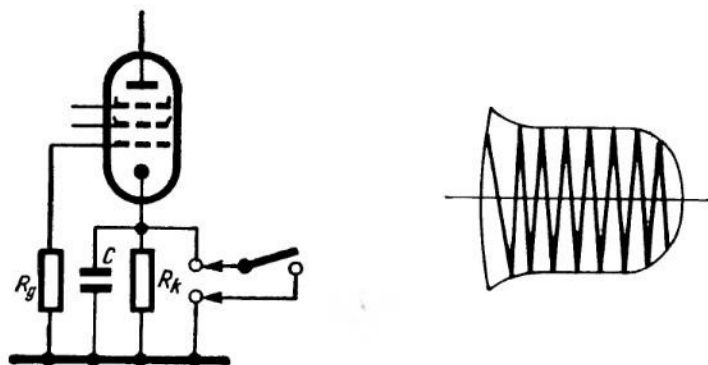
Ha csak nem alkalmazzunk megfelelő rendszabályokat, ugyanezek a kellemetlen jelenségek adódnak katódbillentyűzés esetén is. A katódbillentyűzés módját a 228. ábra mutatja be.



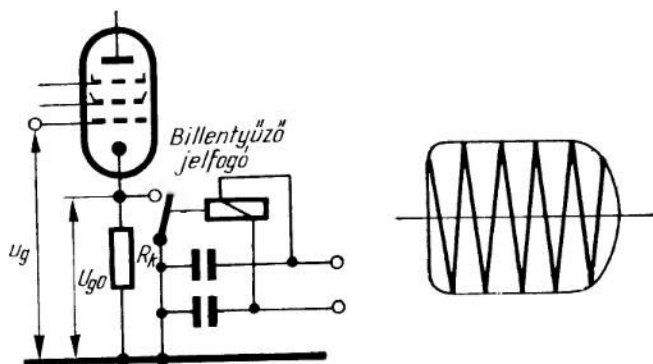
225. ábra. Helytelen jelfogó-beállítás következtében keletkező billentyű-zörej

További lehetőség az, hogy a billentyűzéssel párhuzamosan ellenállásból és kondenzátorból álló komplexumot kapcsolunk a katódra (226. ábra). Ha a katódenállás értéke elég nagy ahhoz, hogy a rajta keletkező feszültség a csövet lezárja, akkor fennáll annak a lehetősége, hogy a jelek kezdetén és végén lengések jönnek létre. Ezen úgy segíthetünk, hogy RF ellenacsatolást alkalmazunk, a katódenállással párhuzamosan pedig RF jelfogót kapcsolunk; a katódenállást ebben az esetben nem szabad kondenzátorral áthidalni. Az ellenállás értékét úgy kell megválasztani, hogy az oszcillátort éppen lezárja. A csövön ebben a beállításban még átfolyik valamennyi anódáram, amely az áthidalatlan katódenálláson áthaladva, áramellenacsatolást hoz létre; ezt a billentyűző jelfogó záróérintkezője szünteti meg, amikor rövidre zárja a katódenállást. A billentyűzésnek ez a módja igen tiszta jelkialakítást tesz lehetővé, és egyike a legegyszerűbb és legbiztosabb vezéreszcillátor-billentyűzési eljárásoknak. További előnye, hogy a nyugalmi anódáram a jelszünetekben is terheli a csövet, és így a bemelegedés után további hőfokváltozásra gyakorlatilag nem kell számítani (227. ábra).

A már említett rácslézárófeszültség-billentyűzést vezéreszcillátorban nem alkalmazzák, mert a jelek kezdetén és végén lengések alakulhatnak ki, amelyek szélessávú billentyűzörejeket és URH rádióveteli zavarokat okozhatnak. Az oszcillátor kifo-



226. ábra. Lengések keletkezése katódbillentyűzésnél

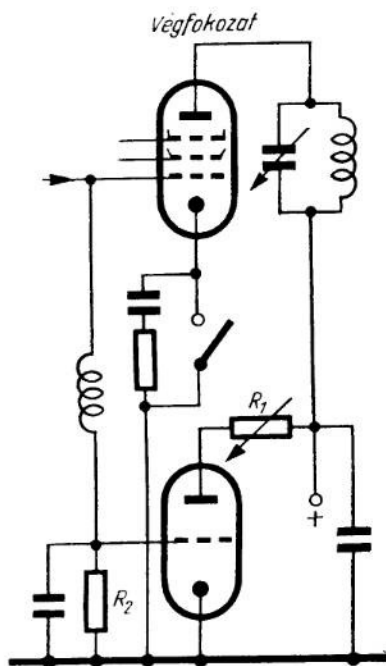


227. ábra. A katódeellenállás értékének a megfelelő megválasztása biztosítja a jel kifogástalan alakját

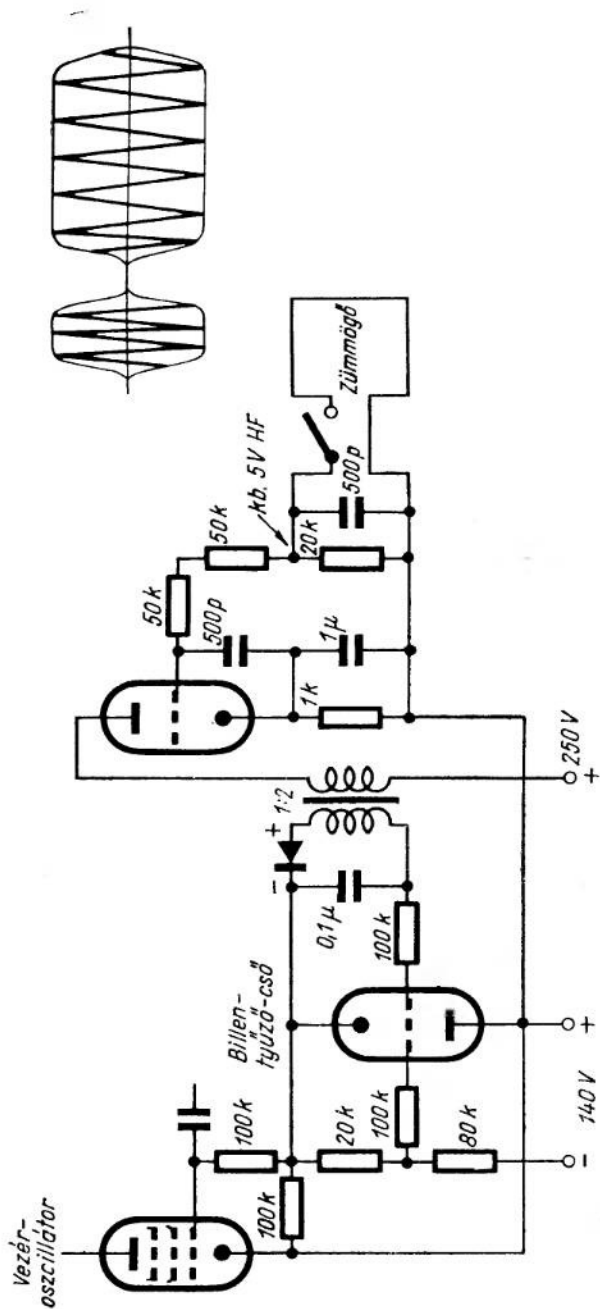
gástalan rácslezárfeszültség-billentyűzése billentyűzőcső alkalmazásával oldható meg. A billentyűző-csővet RC-csatolású, elektroncsöves vagy tranzisztoros hangfrekvenciás generátorral előállított és egyenirányított hangfrekvenciás rezgések vezérlik. Ez a billentyűzési eljárás ugyan néhányal több cső beépítését teszi szükségessé, viszont valamennyi módszer közül a legelegánsabb, és kifogástalanul működik (229. ábra).

A 230. ábra ugyancsak hangfrekvenciás vezérléssel billentyűzött oszcillátor-fokozat kapcsolását mutatja. A kis billentyűző pótkészülék első — EF 12 típusú csővel működő — fokozatában 800 Hz körüli frekvenciát állítunk elő, amelyet árnyékoltan vezetünk az EF 14 csővel működő erősítőfokozat rácsára; az összekötő vezetékbe iktatjuk a táviróbillentyűt. Ennél a módszernél tehát a terheletlen hangfrekvenciás feszültséget szakítjuk meg, ami nem okoz semmiféle zavart.

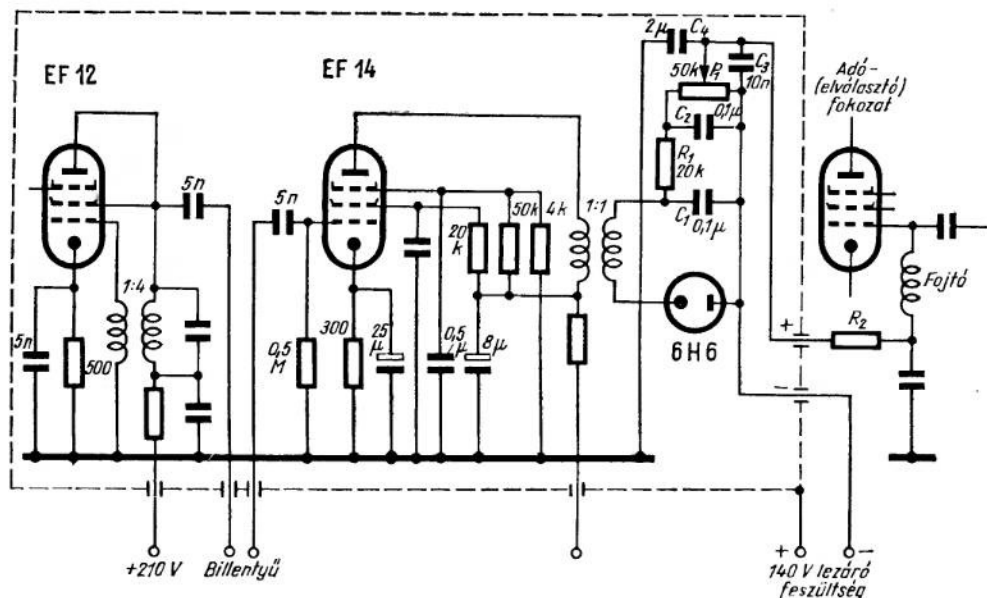
A  $P_1$  potenciométer részvesz valamennyi — a billentyűzendő cső típusától függő értékű — teljesítményt; ezért az erősítő-fokozatban EF 14 típusú, vagy más, 2–3 W teljesítményű csövet kell alkalmazni. Az 1:1 áttételű transzformátort magunk készíthetjük el; a legjobb, ha egy meglévő 5–7 k $\Omega$ -os kimenő transzformátorra még egy ugyanolyan menetszámú, tekercset csévélünk. A harmadik fokozatban a 6H6 típusú dióda egyenirányítja a hangfrekvenciás jeleket. Az egyenirányított feszültséget az  $R_1$  jelű, 20 k $\Omega$  értékű ellenállásból és a  $C_1$  és  $C_2$  jelű, 0,1  $\mu$ F kapacitású kondenzátorból álló szűrőláncal szűrjük, nehogy a billentyűzött csövet hangfrekvenciával moduláljuk. A  $C_3$  és a  $C_4$  jelű kondenzá-



228. ábra. Katódbillentyűzés végerősítő-fokozatban



229. ábra. Billentyűzés billentyűzcsővel



230. ábra. Billentyűző-készülék teljes kapcsolása

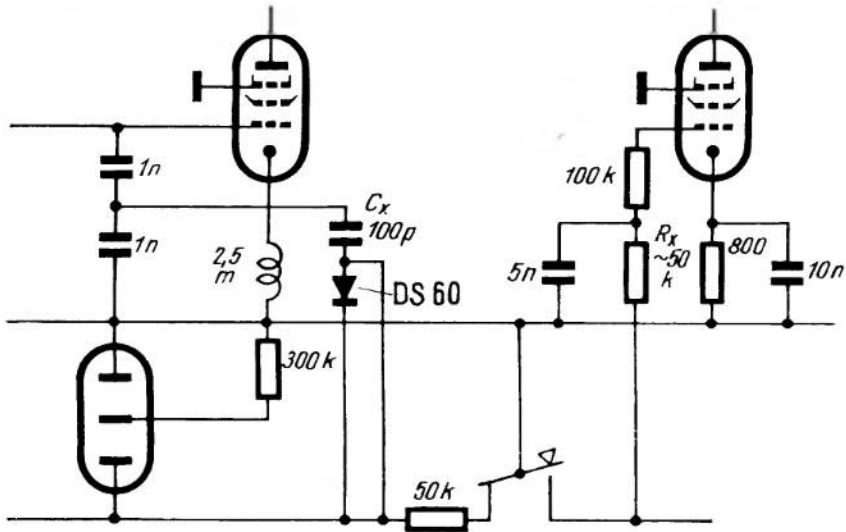
tor és az  $R_2$  jelű ellenállás is a hangfrekvenciás maradványok további szűrésére szolgál, és így is csak  $C_4 = 2 \mu\text{F}$  értékű kondenzátorral szüntethető meg a moduláció teljes biztonsággal. Ha a  $C_4$  jelű kondenzátor kapacitása nagyobb, mint  $2 \mu\text{F}$ , akkor a túlságosan nagy feltöltési és kisülési idő következtében a megindulási és a megszűnési jelhomlok annyira lekerekedik, hogy a pontok esetleg egyáltalában ki sem alakulnak, a vonások pedig túlságosan lassan csengenek le. A  $P_1$  potenciométeren kialakuló, a táviró jelek ütemében változó, simított egyenfeszültséget szembekapcsoljuk az adócsövet lezáró rácsfeszültséget szolgáltató, stabilizált feszültségforrással. A szembekapcsolt feszültség értékét a  $P_1$  potenciométerrel szabályozhatjuk. Ha pl. az adócsövet lezáró feszültség értéke 140 V, akkor legalább 180 V értékű egyenirányított és szűrt feszültségnek kell rendelkezésünkre állnia; az EF 14 típusú erősítőcső ekkora feszültséget minden további nélkül tud szolgáltatni.

Fontos, hogy a hangfrekvenciás generátor pontosan szinuszos rezgést termeljen, és hogy az erősítőben ne keletkezzen torzítás, mert így a harmadik fokozatban kevesebb szűrés is elegendő. A rezgés hullámalakja kielégíti az igényeket, ha az oszcillátorfokozatban vasmentes transzformátort, pl. olyan, 1:4 áttételű hangfrekvenciás transzformátort alkalmazunk, amelyből a vasmagot eltávolítottuk.

A hangfrekvenciás billentyűzőkészülék alkalmazása a jelek lágy kialakulását és megszűnését teszi lehetővé, és még az adó frekvenciáján sem észlelhető kopogás.

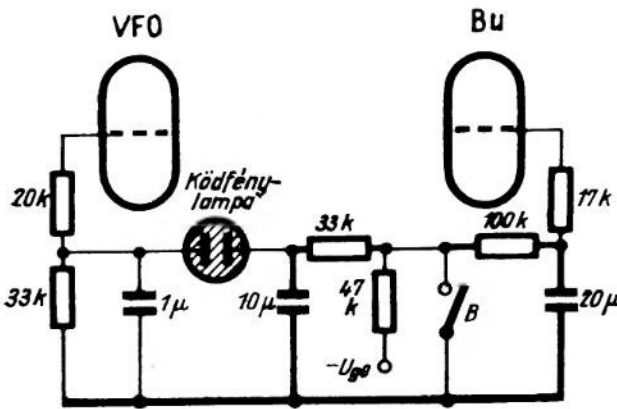
DL 6 MU további, bevált oszcillátor-billentyűzési eljárást dolgozott ki. Az ő módszerénél az oszcillátor állandóan rezeg, azonban a billentyű lenyomásakor bekapcsolódó  $C_x$  kondenzátor kb. 10 kHz-cel elhangelja az oszcillátort, ugyanakkor pedig a billentyű másik érintkezője megszünteti az elválasztófokozatot lezáró negatív rácselőfeszültséget. A kapcsolás kifogástalan break-in üzemet tesz lehetővé; a jelek alakja a  $R_x$  jelű ellenállással állítható be (231. ábra).





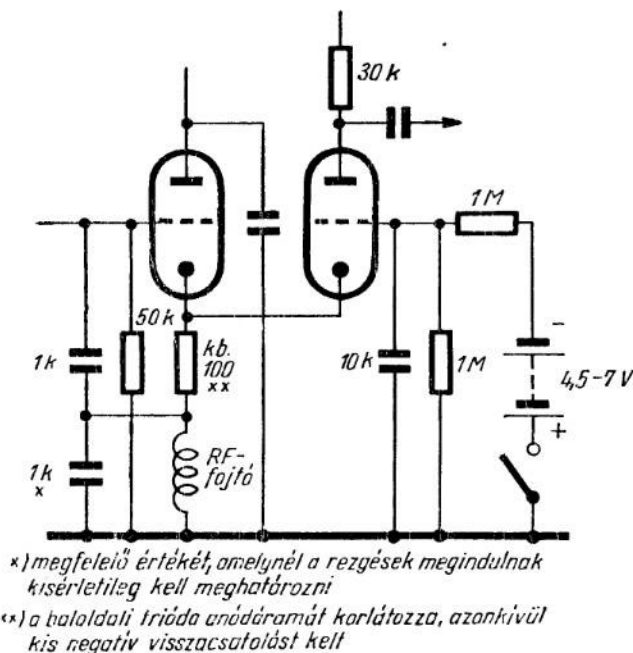
231. ábra. DL 6 MU szerinti billentyűzés

A 232. ábra a billentyűző körbe kapcsolt RC-tagok időállandójának a különbözőségein alapuló kapcsolást mutat be; ezt a billentyűzési módot az angol nyelvű szakirodalom „Time-Sequence-Keying”-nek nevezi. A billentyűző körre 47 kΩ értékű



232. ábra. „Time-Sequence-Keying”

ellenálláson keresztül kb. 120 V értékű zárófeszültséget kapcsolunk; a billentyűző kör két RC-körből és egy ködfénylábából áll. A folyamatosan hangolható oszcillátor rácsán csak akkor érvényesül a zárófeszültség, ha a ködfényláb már begyulladt. A billentyű nyitott helyzetében a ködfényláb ég, és a nagy negatív előfeszültség lezárja az oszcillátort és az elválasztó-fokozatot. A billentyű lenyomásakor az RC-tagok kisülnek. Minthogy a 10 nF kapacitású kondenzátorból és a 33 kΩ értékű ellenállásból álló RC-tag időállandója kisebb, a ködfényláb kialszik, még mielőtt a 20 nF kapacitású kondenzátorból és a 100 kΩ értékű ellenállásból álló kör, amely az elválasztó-fokozatot zárja le, teljesen kisült volna; az oszcillátor ennek következtében korábban kezd rezegni, mint ahogy az elválasztó-fokozat lezárása megszűnik. A billentyű elengedésekor az elválasztó-fokozat — annak ellenére, hogy időállandója



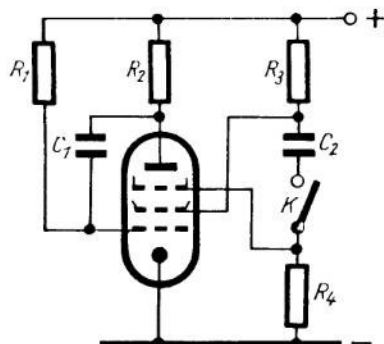
233. ábra. OK 1 JX szerinti billentyűzés

nagyobb — hamarabb záródik, mint az oszcillátor, minthogy a ködfénylámpa-körnek a nagyobb gyújtófeszültségre kell feltöltődnie. A billentyűzésnek ez a módja egyszerű és igen hatásos, amennyiben a jelek megindulásakor esetleg keletkező „csiripelés”-t teljes mértékben elnyomja.

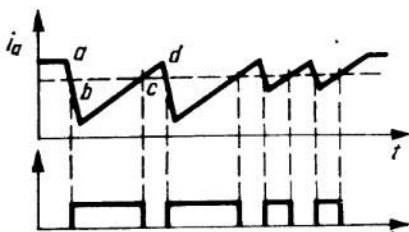
A 233. ábra olyan billentyűző-kapcsolást mutat be, amelyet OK 1 JX bocsátott a szerző rendelkezésére. Ezzel a kapcsolással magának az állomásnak a vevőjében sem észlelhető billentyűzési zörej.

### 6.63 A billentyűzés eszközei

A kifogástalanul olvasható távirójelek előállításában jelentékeny szerepe van magának a billentyűnek. A billentyűnek különféle fajtái ismeretesek, mégpedig a kézi billentyű, a félig automatikus, a teljesen automatikus és az elektronikus billentyű. A kézi billentyű a legrégebbi ismert alakja, és csaknem minden amatőr-állomáson megtalálható (238. ábra baloldalt). A lehető legnagyobb adási sebesség és amellet mégis tiszta jel-



234. ábra. Miller-tranzitron-kapcsolású elektronikus billentyű

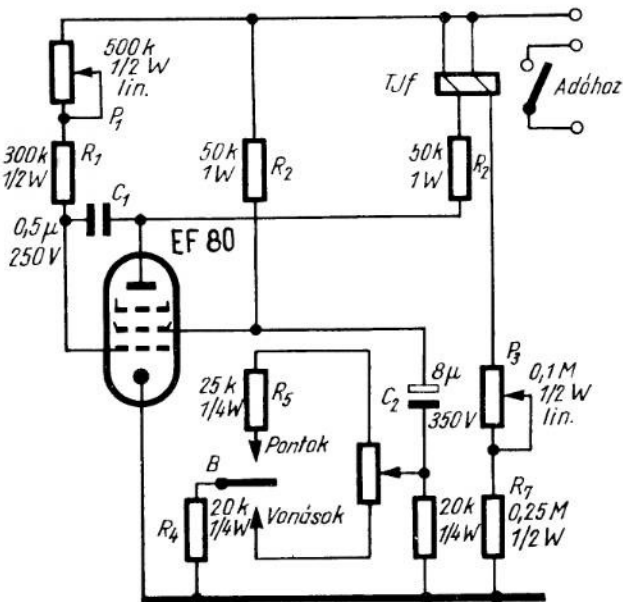


235. ábra. A cső anódáramának a lefolyása

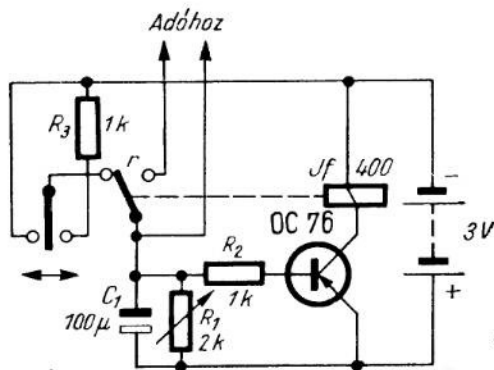
képzés csak akkor biztosítható, ha a billentyű karja könnyű, csapágyazása pedig kifogástalan. Az érintkező-távolságnak és a rugónyomásnak könnyen és pontosan állíthatónak kell lennie; az érintkező-felületek a lehető legkeményebb anyagból készüljenek és rugósan szerelt hevederre legyenek erősítve. Az adott szempontoknak megfelelő konstrukciójú billentyűvel némi gyakorlat után 150 Baud/perc adási sebesség érhető el.

A kézi billentyű másik fajtája a kétoldalas billentyű, amelynek a karja függőleges tengely körül fordítható el, és amelyik jobboldalra és baloldalra nyomva is érintkezést ad (238. ábra, középen). A billentyű karjának jobbra-balra történő mozgatóásával mindkét irányú érintkezés felhasználható, és így ezzel a billentyűvel 200 Baud/perc adási sebességet lehet elérni.

A félig automatikus, vagy más néven gyorsmorzebillentyű a 238. ábra jobboldalán látható. A billentyű karjának egyszerű lenyomásával önműködően egymást követő pontokat ad, a vonásokat külön, kézzel kell

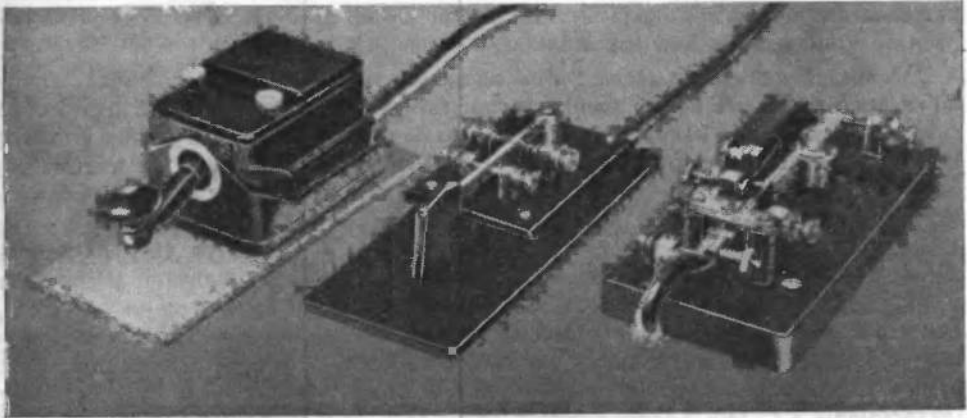


236. ábra. Elektronikus billentyű teljes kapcsolása



237. ábra. Elektronikus billentyű tranzisztorttal

adni. A billentyű karja ennél a billentyű-fajtánál is függőleges tengely körül forgatható. Elrendezése olyan, hogy a kart jobbfelé nyomva pontokat, balfelé nyomva vonásokat kapunk. A pontsorozatot lemezzrugó rezgése állítja elő; a rugót a billentyű karjának az elmozdítása gerjeszti. Mithogy a gyorsmorzebillentyű elkészítése igen pontos mechanikai munkát igényel, azért drága, és sajátkezü elkészítéséhez jó műszerészfelszerelésre van szükség. Újabbban egyre több elektronikus billentyűt alkalmaznak. Az utóbbi időben sokféle



238. ábra. Különböző morzebillentyűk. Balról jobbra: egyérintkezős; zárt; kétérintkezős; félautomatikus

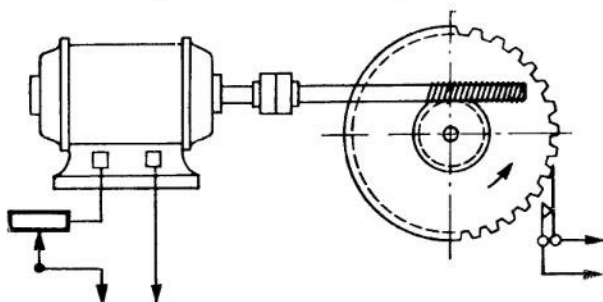
kapcsolás vált ismertté, a legegyszerűbbtől a több jelfogóval működő megoldásokig. Itt két kapcsolást ismertetünk, amelyek különös egyszerűségükkel tűntek ki. A 234. ábrán bemutatott elektronikus billentyű Miller-tranzitron-kapcsolásban működik, és az adás sebességének, a jelek közti szünet hosszúságának és a vonás/pont viszonyának egymástól független, egyszerű szabályozását teszi lehetővé, amellyel nagy mértékben érzéketlen az üzemi feszültség ingadozásaival szemben. A billentyű pontos működését tisztán elektronikus úton előállított impulzusok biztosítják (236. ábra). A cső anódárama keresztül folyik a  $T_{ff}$  jelű polarizált táviró-jelfogó I. tekercsén; ugyanennek a jelfogónak a II. tekercsén állandó értékű, ellenkező irányú áram folyik át. A B billentyű lenyomásakor (235. ábra, a pont) az anódáram meghatározott értékénél, amely a  $P_3$  jelű potenciométerrel állítható be, a II. tekercsben folyó áram hatása érvényesül, és a jelfogó billentyűzi az adót (235. ábra, b pont); az adó a jelet addig sugározza, ameddig az anódáram ismét el nem éri ugyanezt az értéket (235. ábra, c pont), amikor is a jelfogó elenged. A következő jel csak az anódáram teljes értékének az elérése után — vagyis a jelszünet befejeztével — indulhat meg (235. ábra, d pont). A jelszünet hosszúsága a  $P_3$  jelű potenciométerrel szabályozható. Pontok kialakításakor a billentyűző áramkörbe még az  $R_5$  jelű ellenállás is bekapcsolódik, amelynek az a rendeltetése, hogy az anódáramot ne engedje minimális értékére lecsökkenni, és az emelkedés már hamarabb megkezdődik. A vonás/pont viszony a  $P_2$  jelű potenciométerrel szabályozható. Fontos, hogy a  $C_2$  jelű kondenzátor kapacitása elegendő nagy legyen, mert különben túlságosan kis amplitudójú impulzusok alakulnak ki. Ha nem elektrolit-kondenzátort, hanem másfajta, pl. papírkondenzátort alkalmazunk, akkor az  $R_6$  jelű 20 k $\Omega$ -os ellenállás nagyobb értékű lehet; az ellenállásnak az a feladata, hogy a jelszünetekben megakadályozza a kondenzátor önkisülését. Billentyűző jelfogóként a Karl-Marx-Stadt-i RFT gyár 16 késes érintkezővel ellátott foglalatú táviró-jelfogóját ajánljuk. A táviró-jelfogó II. tekercse legalább 4000 menetű legyen, az I. tekercs menetszáma lehetőleg kétszer ekkora legyen. Ha másfajta táviró-jelfogót alkalmazunk, akkor az  $R_7$ , illetőleg a  $P_3$  ellenállás értéke esetleg megváltozhat. Ha RF sugárzás követ-

keztében az impulzusok alakja eltorzul, akkor a rács és a katód közé kb. 1 nF kapacitású kondenzátort kell kapcsolni.

A 237. ábra tranzisztoros elektronikus billentyűt mutat be. A készüléknek, amely lényegében az OC 76 típusú tranzisztorból és egy táviró-jelfogóból áll, igen vonzó tulajdonsága az, hogy kényelmesen kezelhető méretű. A készülék egyetlen gombbal kezelhető, az elérhető adási sebesség 40–160 Baud/perc. A készüléket 3 V feszültségű, beépített rúdelem táplálja. Ki-, illetve bekapcsolója nincs, minthogy olyankor, amikor a billentyűt nem működtetjük, felvétele csupán néhány  $\mu\text{A}$ . Élettartamát a telep élettartama szabja meg, közepesen egy évre tehető. A kapcsolási vázlaton követhetjük a készülék működését, amely a következő: a billentyű nyugalmi állapotában a jelfogó nem gerjed, érintkezője bal felé zár. Ha a billentyűt balra nyomjuk (vonások), akkor a  $C_1$  jelű kondenzátor 3 V feszültségre töltődik fel. A vezérlő bázis-áram megindítja a kollektor-áramot, amely gerjeszti a jelfogót; a jelfogó érintkezője átvált jobbra, és zárja az adó billentyűző áramkörét. Ezzel egyidejűen a telepfeszültség lekapcsolódik a  $C_1$  jelű kondenzátorról, amely az  $R_1$  jelű ellenálláson keresztül kisül, úgy, hogy a tranzisztor egy vonás lefutása után már nem kap vezérlőfeszültséget. A tranzisztor zárása következtében a jelfogó elenged. Ha a billentyű még mindig bal felé nyomott helyzetben van, akkor az egész folyamat újra megismétlődik.

Ha pontokat akarunk adni, akkor a billentyű karját jobbra nyomjuk. A  $C_1$  jelű kondenzátor ebben az esetben az  $R_3$  jelű ellenálláson keresztül a telep feszültségének csak töredékére töltődik fel; a kondenzátor ennek következtében hamarabb kisül, és a jel ennek megfelelően rövidebb lesz. A pont-sorozat addig tart, ameddig a billentyű karját jobbra nyomva tartjuk.

Az adás sebessége az  $R_1$  jelű potencióméterrel a vonás/pont viszony észrevehető megváltozása nélkül szabályozható. A vonás/pont viszonyt az  $R_3$  jelű ellenállás értéke határozza meg; ha ezt az ellenállást potencióméterrel helyettesítjük, akkor a vonás/pont



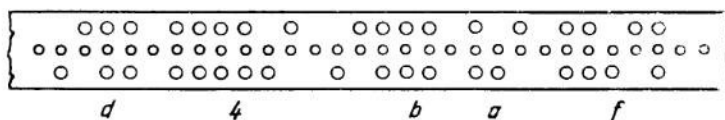
239. ábra. Automatikus hívójeladó elvi működése

viszony értéke folyamatosan beállítható. A kapcsolás egyszerűsítése érdekében előnyösebb, ha a vonás/pont viszonyt megfelelő értékű ellenállás alkalmazásával egyszer s mindenkorra meghatározzuk.

Mint ahogy a készülékben csak egy jelfogó van, a jel/szünet viszony elektronikus úton nem állítható be; ezt a jelfogó érintkezőjének megfelelő beállításával kell elvégezni. Az

alkalmazott jelfogó bármilyen polarizált jelfogó lehet, amelynek nyugalmi helyzetében egyik érintkezője zárt, a másik nyitott, és megfordítva. A jelfogó tekercsének az ellenállása 400  $\Omega$  körül legyen; a jelfogó ebben az esetben kb. 2 mA erősségű áramnál vált át.

Az amatőr forgalomban is alkalmazható teljesen automatikus billentyű, vagy más néven gépadó. Ellentétben a kereskedelmi rádió-forgalommal, használatuk amatőrviszonylatban csak a CQ-hívások és gyakran ismétlődő, rövid szövegrészek adására jöhet szóba; éppen ezért az ilyen berendezés rendkívül egyszerű szerkezetű lehet.

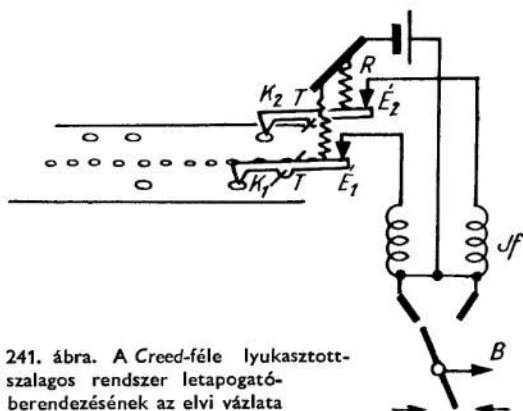


240. ábra. Creed-féle lyukasztottszalagos rendszer szalagja

A 239. ábra olyan gépadó elvi szerkezetét mutatja be, amelynek a jeltároló egysége szigetelőanyagból készült, csavarhajtás útján villanymotorral meghajtott tárcsa, amelynek kerületébe bereszeljük a szükséges jeleket. A tárcsa érintkező kar előtt fut el, amely letapogatja a bereszelt mélyedéseket. A tárcsát kicserélve más szöveget adhatunk.

Tárcsa helyett erős rajzlapból készült papírszalagra is felvihetjük a leadandó jeleket; a papírszalag két végét összeragasztjuk, a szalagot vátatba feszítjük, és kis gumikerék segítségével, motorral hajtjuk. A szalag útjának egy helyén érintkező-berendezésen fut keresztül, amely érintkezőkar segítségével letapogatja a szalagra lyukasztott morze-jeleket. Ennek az utóbbi módszernek az az előnye, hogy a papírszalag elkészítése sokkal egyszerűbb, mint az előbb említett tárcsáé, és hogy a szalag tetszés szerinti hosszúságú lehet; hátránya viszont az, hogy a szalag hamarabb elhasználódik, mint a tárcsa.

Ennek a berendezésnek a továbbfejlesztése a Creed-féle lyukasztottszalagos rendszer. A szalagon (240. ábra) három sor lyuk van, amelyek közül a két külső az érintkezésadást szolgálja, a középső, kisebb lyukkal végiglyukasztott sor a szalag továbbvitelét végzi. Egy-egy jelet mindkét szélső sorban egy-egy lyuk határoz meg, és pedig úgy, hogy két, közvetlenül egymás fölötti lyuk „pont”-ot, két, ferdén egymás fölött levő lyuk



241. ábra. A Creed-féle lyukasztottszalagos rendszer letapogató-berendezésének az elvi vázlatja

pedig „vonás”-t jelent. A szalagon levő jelek letapogatását végző berendezés vázlatos rajza a 241. ábrán látható. A lyukasztott szalagot a továbbító berendezés a nyíl irányában egyenletes sebességgel húzza el a  $K_1$  és  $K_2$  jelű érintkezőkarok előtt. A  $T$  jelű tengelyek körül elforduló karokat az  $R$  jelű rugók a papírszalaghoz nyomják. Ha az érintkezőkar a szalagon levő lyukhoz jut, akkor a kar másik vége felemelkedik és zárja az  $E_1$  jelű érintkezőt. A  $K_1$  és a  $K_2$  jelű kar csúcsa egymáshoz képest nem egy egész lyukátmérőnek megfelelő távolsággal el van tolva. Ha tehát a szalagon két, közvetlenül egymás felett levő lyuk van, akkor először a  $K_1$  jelű kar esik be, zárja az  $E_1$  jelű érintkezőt és ezzel a  $Jf$  jelű jelfogó baloldali tekercsét. A jelfogó horgonya átbillen, és zárja a  $B$  jelű billentyűző érintkezőt. Röviddel ezután a  $K_2$  jelű kar is beesik, zárja az  $E_2$  jelű érintkezőt, és ezzel együtt a jelfogó jobboldali tekercsének az áramkörét. A jelfogó horgonya egyelőre még a baloldalon marad, mert a baloldali pólus ebben a helyzetben tartja; amikor azonban a  $K_1$  jelű kar nyitja az  $E_1$  jelű érintkezőt, és ezáltal a jelfogó baloldali tekercsének az áramkörét, akkor a jobboldali tekercs nyugalmi



állapotába húzza vissza a horgonyt, és ezáltal nyitja a B jelű érintkezőt. Amikor tehát két, közvetlenül egymás felett levő lyuk halad a letapogató berendezés előtt, akkor a B jelű érintkező záródik, majd rövid idő múlva ismét nyit, ami egy pontnak felel meg. Ha két, ferdén egymás felett levő lyuk halad el a letapogató berendezés előtt, akkor is ugyanez a folyamat zajlik le, azzal a különbséggel, hogy a B jelű érintkező zárása és nyitása között hosszabb idő telik el, vagyis a berendezés vonást ad le.

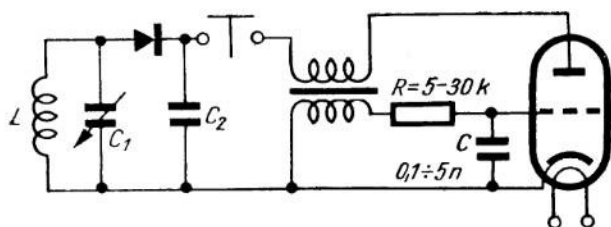
A Creed-szalagot különleges lyukasztó-berendezéssel lyukasztják. A legegyszerűbb ilyen berendezésen egy-egy billentyű van a pont, a vonás és a jelszűnet számára; a billentyűket kézzel kell működtetni. A korszerű lyukasztónak a szokásos frógép-klaviatúrája van, amelynek a segítségével minden komolyabb erőfelfejtés nélkül csak a lyuk-kombinációkat kell előkészíteni, a tulajdonképpeni lyukasztást pedig elektromágneses alapon működő rendszer gépi erővel végzi. A készülék részletes ismertetése túlhaladja könyvünk kereteit.

### 6.64 A billentyűzés ellenőrzése

Az adóból kisugárzott táviró-jeleket üzem közben ellenőrizni kell, éspedig két szempontból: hangminőség szempontjából és a jelek kialakítása szempontjából.

A hang minőségét úgy ellenőrizhetjük, hogy a kisugárzott jeleket vevőkészülékkel felvesszük; a vevőt a viszonylag nagy energiájú RF sugárzástól megfelelően árnyékolni kell. Az amatőr-állomás vevője is felhasználható erre a célra, ennek azonban az a hátránya, hogy állandóan át kell hangolni az ellenállomás hullámáról a saját adó hullámára. Éppen ezért alkalmasabb, ha a saját jelek lehallgatására külön ellenőrző vevőt (monitor) használunk, amely állandóan a saját adás hullámára hangolva tartható. Az ellenőrző vevővel természetesen a jelek kialakítása, vagyis a billentyűzés ritmusa is ellenőrizhető. Sokszor azonban egyszerűbb eszközök is elégségesek, mert a jó konstrukciójú adó hangminőségének az ellenőrzése rendszerint sokkal kevésbé fontos, mint a jel-kialakításé; a jel kialakítása pedig az adóval együtt billentyűzött zümmögővel is ellenőrizhető. A zümmögő akár ködfénylámpás, akár csőbúgó is lehet, amelyet a billentyű egy külön érintkezőjéről, a billentyűző jelfogóról, vagy a billentyűző áramkörbe kapcsolt külön jelfogóról működtethetünk.

Ezek a zümmögők általában kielégítően működnek, azonban nem teszik lehetővé annak a megállapítását, hogy az antenna valóban azokat a jeleket sugározza-e ki, amelyeket billentyűztünk. Az ideális ellenőrző-készülék tehát az, amelyik egyesíti a monitor előnyeit — vagyis a kisugárzott RF energia közvetlen ellenőrzését — a zümmögő előnyeivel — az állandó hanggal és azzal, hogy külön kezelést nem igényel. Ez is egyszerű módon megvalósítható, ha a csőbúgó táplálására egyenirányított RF feszültséget használunk, amelyet csatolóhurokkal veszünk le az antennakörből. Minthogy a csőbúgó már 3–4 V anódfeszültséggel is működik, a szükséges tápfeszültség egyenirányítására kristálydetektor vagy sirutor is alkalmas. A csatolás az antennához olyan



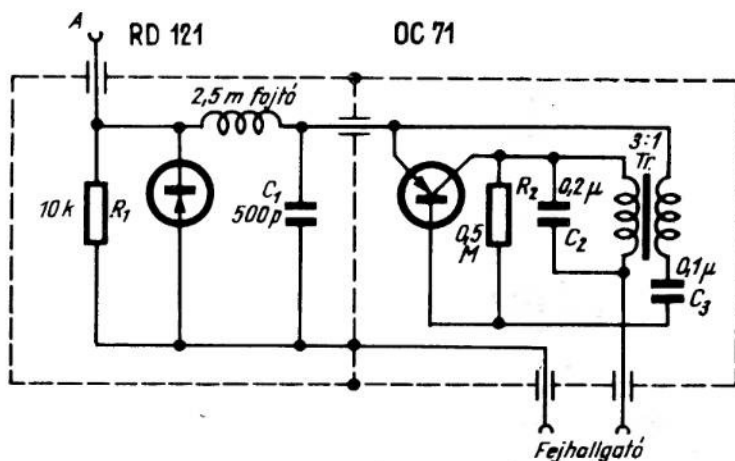
242. ábra. Modulálatlan táviró adás ( $A_1$ ) ellenőrzésére szolgáló egyszerű készülék kapcsolása

nálunk, amelyet csatolóhurokkal veszünk le az antennakörből. Minthogy a csőbúgó már 3–4 V anódfeszültséggel is működik, a szükséges tápfeszültség egyenirányítására kristálydetektor vagy sirutor is alkalmas. A csatolás az antennához olyan



laza legyen, hogy a készülék által felvett RF energia elvonása még kis adóteljesítmény esetén se legyen észrevehető. Ilyen RF zömmögő kapcsolását mutatja be a 242. ábra; az  $L$  jelű csatolótekerccsnek a különböző hullámsávokra átkapcsolhatónak kell lennie, a pontos hangolásra pedig a tekerccsel párhuzamosan kapcsolt, 100 pF kapacitású kondenzátor szolgál. A kondenzátoron levő RF feszültséget a detektor egyenirányítja, a  $C_2$  jelű kondenzátor pedig simítja. A  $C_2$  jelű kondenzátor kapacitása ne legyen nagyobb 100 pF-nál, mert különben a kör áramának a detektoron átfolyó része akkora lehet, hogy túlterheli a detektort.

Tranzisztoros ellenőrző vevő kapcsolását láthatjuk a 243. ábrán. Két részből áll: a tranzisztoros zömmögőből és a tápegységből. A tápegység kis segédantenna révén



243. ábra. Modulálatlan táviróadás ( $A_1$ ) ellenőrzésére szolgáló tranzisztoros készülék kapcsolása

RF energiát von el az adóból, és azt egyenirányítja. A segédantenna hosszúságát és helyzetét úgy kell meghatározni, hogy a  $C_1$  jelű kondenzátoron kb. 2 V feszültség legyen. A zömmögő „Fejhallgató” feliratú kapcsaihoz vagy fejhallgatót vagy pedig — megfelelő transzformátoron keresztül — a vevőkészülék hangfrekvenciás részét csatlakoztathatjuk. A készüléket két részre osztott fémházban célszerű elhelyezni (243. ábra). Az alkatrészek méretezése nem kritikus. A  $C_2$  és a  $C_3$  jelű kondenzátorok kapacitását esetenként kísérletileg kell meghatározni, mert legmegfelelőbb értékük a hangfrekvenciás transzformátor adataitól függ.

## 6.7 AZ AMATŐRADÓ MODULÁCIÓJA

### 6.71 Alapvető tudnivalók

A billentyűzéshez hasonlóan a moduláció is olyan eljárás, amely lehetővé teszi, hogy az adóból kisugárzott RF rezgést információ továbbítására használhassuk fel. A moduláció alkalmával egy egész frekvenciatartományt szuperponálunk az RF vívőhullámra. Ez elvileg kétféleképpen vihető keresztül: az egyik esetben a hordozóhullám amplitúdóját, a másikban a frekvenciáját változtatjuk a beszéd-, ill. zenei hangok rezgésének

az ütemében. Mindkét módszernek vannak előnyei és hátrányai. Az amplitúdómodulált adás a megszokott, egyszerű felépítésű készülékekkel minden további nélkül vehető, azonban a moduláláshoz többnyire nagyteljesítményű erősítők szükségesek, vagy ellenkező esetben csökkenteni kell a vivőfrekvenciás teljesítményt. A frekvencia-modulált, ill. az amatőrforgalomban használatosabb keskenysávú frekvenciamodulált (NBFM) adás a megszokott, egyszerű felépítésű vevőkkel nem vehető minden további nélkül kifogástalanul és hatásosan, demodulálásához diszkriminátort kell a vevőbe beépíteni; ezzel szemben a vétel zavartalanabb, az adó teljesítményét pedig sokkal jobban ki lehet használni, mint amplitúdómodulált adásnál.

Mint bevezetőben már említettük, amplitúdómoduláció (röviden: AM) esetén a vivőhullám amplitudóját változtatjuk. Ez az adó minden olyan helyén elvégezhető, ahol a hordozóhullámot befolyásolni tudjuk. Az is elképzelhető pl., hogy az antennavezetékbe iktatunk szénmikrofont, amelynek az ellenállása rábeszéléskor a hangrezgéseknek megfelelően változik, és így változtatjuk meg az RF rezgés amplitudóját. Annak, hogy a modulációt a gyakorlatban mégsem így oldjuk meg, az az oka, hogy nagyok volnának a modulációs veszteségek, és elkerülhetetlenül torzítások is keletkeznének; a valóságban a moduláció általában a végfokozat vagy az RF előerősítő-fokozat rácsfeszültségének vagy rácsáramának a befolyásolásával történik. További lehetőség, hogy a moduláló feszültséget közvetlenül az anódfeszültségre szuperponáljuk. Akármelyik módszerrel történik is a moduláció, ha arra törekszünk, hogy a torzítás kicsi legyen, akkor ügyelnünk kell arra, hogy az ún. modulációs jelleggörbe egyenes legyen. Pentódák vezérlőrácsának ( $g_1$ ) a modulációs jelleggörbéje csaknem mindig egyenes, a segéd-rácsé ( $g_2$ ) csak ritkán, a fékezőrácsé ( $g_3$ ) pedig többnyire az. Az anódmodulációs jelleggörbe ugyancsak kedvező. Aszerint, hogy az adó melyik részében modulálunk, beszélünk előfokozati, vezérlőrács-, segéd-rács-, fékezőrács- vagy anódmodulációról. Mindegyik fajta modulációnak mások a feltételei. Így pl. az amatőr gyakorlatban ritkán alkalmazunk előfokozati modulációt, mert ebben az esetben a modulált fokozatot követő teljesítményerősítő fokozat erősítésének is lineárisnak kell lennie.

100%-os modulációnál a vivőhullám amplitudója eredeti értékének a kétszerese és nulla között ingadozik. Az amplitúdó maximális értékét csúcshullámnak, a modulálatlan vivőhullám amplitudójának az értékét középszintnek nevezzük. Csúcshullámon a pillanatnyi teljesítmény négyszer akkora, mint középszinten, minthogy rezonancia esetén az antennafeszültség és az antennaáram azonos fázisúak. Az antennaáram 100%-os moduláció esetén  $\sqrt{1,5} = 1,23$ -szor akkora, mint modulálatlan vivőhullám esetén.

## 6.72 Amplitúdómodulációs eljárások

Amplitúdómoduláció esetén két alapvető lehetőség között választhatunk. Az egyik lehetőség az, hogy a végfokozatban modulálunk, aminek az a feltétele, hogy a cső teljesítményét annyira lecsökkentjük, hogy még a moduláció közben keletkező teljesítménycsúcsokkal is terhelhető legyen. Mostanáig mindig az elérhető legnagyobb teljesítményt, az ún. csúcshullám-teljesítményt vettük figyelembe. Ha azonban a modulációhoz szükséges teljesítménytöbbletet — az oldalsávok teljesítményét, amely a vivőhullám teljesítményének az 50%-a lehet — nem akarjuk kívülről vezetni a végfokozatba, akkor a csúcshullám-teljesítményt le kell csökkentenünk az ún. középszint-teljesítményre. Ez a középszint-teljesítmény a csúcshullám-teljesítmény  $\frac{1}{3}$ – $\frac{1}{4}$  része. Ez a feltétel fennáll mindenfajta rácsmodulációnál és az előfokozati modulációnál.

Ha a gyakorlatban ezek közül egyiket vagy másikat előnyben részesítjük, akkor ennek csak az az oka, hogy egyszerűbben megvalósítható, mint a többi; a végerősítőcsőből kivethető teljesítmény azonban nem növelhető meg.

A másik lehetőség az, hogy a végfokozat továbbra is csúcscsúzenetben működik, a modulációs teljesítményt pedig kívülről betáplált hangfrekvenciás vagy RF teljesítmény formájában hozzáadjuk. Jól bevált módszer a B-osztályú hangfrekvenciás erősítővel megvalósított anódmoduláció. A megkívánt teljesítmény-többlet a hordozóhullám teljesítményének kb. 50%-a, vagyis LS 50 típusú csővel működő végfokozat esetén kb. 50 W hangfrekvenciás teljesítményre van szükségünk. Ez a nagy hangfrekvenciás teljesítmény-szükséglet, továbbá a végfokozatban megkívánt nagy átütési szilárdság róható csak fel az anódmoduláció hátrányául. Éppen erre való tekintettel számtalan kísérletet tettek arra, hogy segédcsővel felhasználásával, az egyébként szükséges nagy hangfrekvenciás teljesítmény nélkül oldják meg a modulációt. Ilyen megoldás pl. az amatőrök széles köreiből ismert ún. *Taylor*-moduláció, amelyet *Doherty* ismertetett. Kapcsolását a 248. ábra mutatja be. A modulációs teljesítménytöbbletet a segédcső szolgáltatja; anóráramának a csúcserőtelje a végerősítőcsőének a négyszerese (!). A tápegységet úgy kell méretezni, hogy ezek az üzemi értékek se terheljék túl.

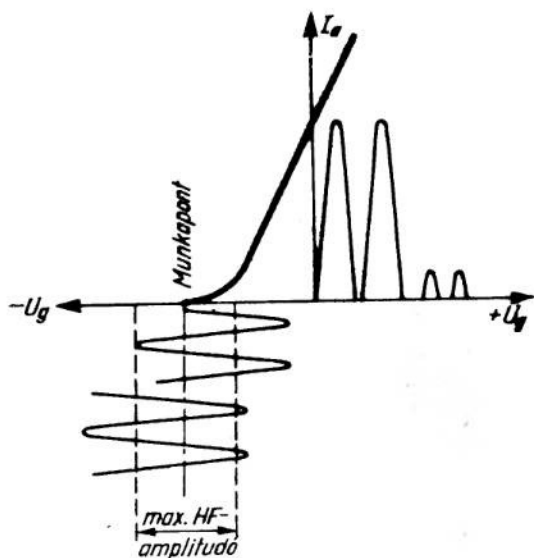
A lehetséges modulációs eljárások lényegét a következőképpen foglalhatjuk össze: vezérlőrácsmodulációnál a cső munkapontja vándorol a moduláló rezgés ütemében, anód- és segédrácsmodulációnál a karakterisztika tolódik el önmagával párhuzamosan, fékezőrácsmodulációnál pedig a karakterisztika meredeksége változik meg. Az anódmoduláció kivételével valamennyi módszernél csökkentett teljesítménnyel dolgozik a végerősítőcső, hogy tartalékai legyenek a modulációs csúcsok számára. Anódmodulációnál a végerősítőcső állandóan teljes teljesítménnyel dolgozik, és így ezzel a módszerrel jó hatásfok érhető el.

Vezérlőrácsmoduláció esetén a rácselőfeszültség, az RF feszültség és a hangfrekvenciás feszültség egyidejűleg kapcsolódnak a végerősítőcső vezérlőrácsára és befolyásolják az anóráramát. A modulációt az teszi lehetővé, hogy a B- és C-osztályú erősítők anódváltakozóáramának az amplitúdója a munkapont helyzetétől függ. A modulációs jelleggörbe, vagyis az anódváltakozóáram értékének a munkapont helyzetétől való függőségét ábrázoló görbe a 244. ábrán látható. A jelleggörbének csak egy szakasza egyenes, és használható fel modulációs célokra; az elérhető legnagyobb modulációs fok 70 és 80% között van. Ha jó minőségű modulációra törekszünk, akkor a rácselőfeszültséget úgy kell beállítanunk, hogy a modulálatlan RF feszültség pozitív félperiódusának a csúcsa pontosan a jelleggörbe egyenes szakaszának a közepén legyen. A modulációnak szimmetrikusnak kell lennie, a beállított rácselőfeszültségnek pedig nem szabad megváltoznia. Az esetleges rácslevezető ellenállás értéke — a rácsáramra való tekintettel — kicsi legyen, és ne használjuk fel a negatív rácselőfeszültség keltésére.

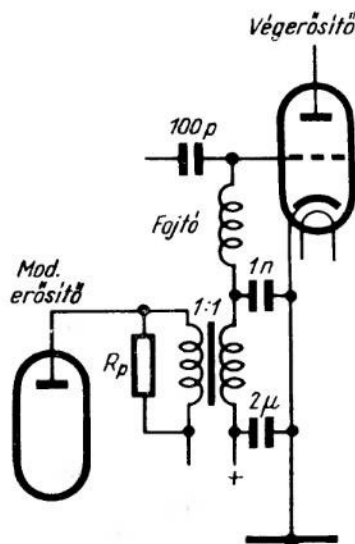
A vezérlőrácsmoduláció beállítása úgy történik, hogy először a csúcscsúzenet-teljesítményre állítjuk be a végerősítőcsövet, majd addig csökkentjük a rácselőfeszültséget, amíg az anóráram az előbbi érték felére csökken. Az antennaáramnak ugyanakkor szintén 50%-kal csökkennie kell; ha nem, akkor meg kell változtatnunk az antenna-csatolást és a végfokozat hangolását. Mindezek elvégzése után az adó modulációra kész.

Sajnos, a vezérlőrácsmoduláció hatásfoka meglehetősen kicsi. A végfokozat által leadott középszintteljesítmény csak  $\frac{1}{4}$  része a távíró üzemben elérhető csúcscsúzenet-teljesítménynek. Mindenesetre előnye a vezérlőrácsmodulációnak, hogy a kivétel-

hez kis teljesítmény is elegendő: az RF vezérlőtelsítménynek kerekén  $\frac{1}{4}$  része. A maximális kivvezérléshez szükséges hangfrekvenciás feszültség csúcserőértéke kb. akkora, mint a csúcshoz és a közpínhöz tartozó rácsfeszültségértékek különbsége. A modulátor-erősítő terhelése lökészerű; torzítások elkerülése céljából végerősítő csövének a modulátor-transzformátor primer vagy szekunder oldalával párhuzamosan kapcsolt  $R_p$  ellenállás révén bizonyos alap-terhelést biztosítunk. Ha az ellenállást a szekunder oldalra kapcsoljuk, akkor értékének a meghatározásánál nem szabad figyelmen kívül hagynunk a modulátor-transzformátor áttételét.



244. ábra. Modulációs jelleggörbe



245. ábra. Rácsmoduláció

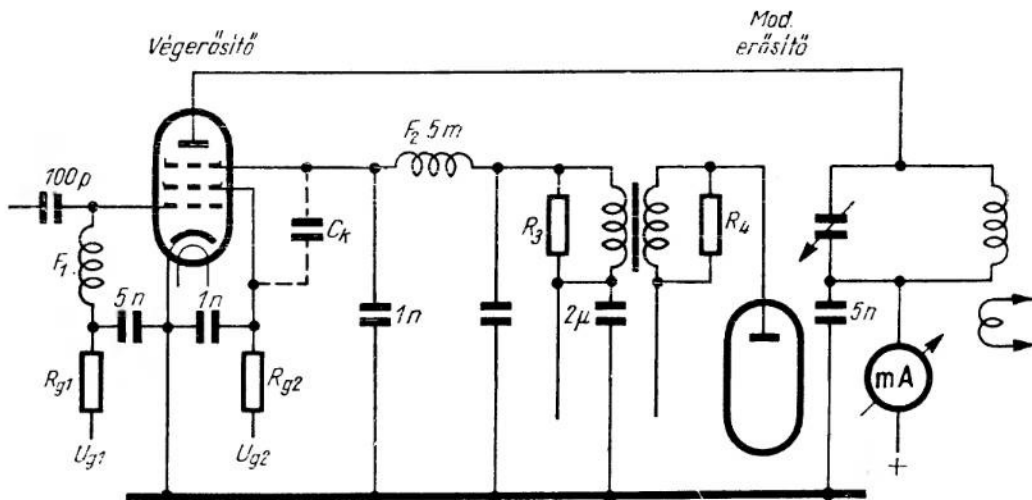
A 245. ábra olyan kapcsolást mutat be, amelyen az ellenállás a primer oldalon van; értékének a cső legkedvezőbb terhelő ellenállásával kell egyenlőnek lennie. Mindenképpen ügyelni kell arra, hogy az ellenállás a cső által leadott hangfrekvenciás teljesítménnyel terhelhető legyen.

Az amatőrök régebben nagyon kedvelték a vezérlőrácsáram-modulációt. Ennél a végfokozat rácsáramát használták fel modulálásra, amennyiben egy ún. segédmodulátor-csővön vezették keresztül, amelyet a moduláló feszültség ütemében vezéreltek, és így érték el az adó modulálását. Minthogy az üzemi értékek beállítása meglehetősen nehéz, az amatőr adástechnikában volt korábbi jelentőségét már elveszítette.

A 246. ábrán a fékezőrács-moduláció kapcsolása és a felhasznált elemek kapcsolási értéke látható. Modulátorcsőként olyan cső használható, amely kisebb hangfrekvenciás teljesítmény szolgáltatására képes (EF 80, EL 84). Az  $R_3$  és az  $R_4$  ellenállás feladata csak az, hogy a cső számára legkedvezőbb terhelést biztosítsa. A transzformátornak ebben az esetben általában 1:1 áttételűnek kell lennie, mert a fékezőrács-modulációnál nagyobb moduláló feszültségre van szükség, mint a vezérlőrács-modulációnál. A végfokozat beállítása úgy történik, hogy a vezérlőrács előfeszültsége változatlanul ugyanakkora marad, mint táviró üzemben, a fékezőrács feszültségét azonban

annyira negatívvá tesszük, hogy az RF végfokozat anódárama normális értékének az 50%-ára csökkenjen. Arra nagyon gondosan kell ügyelni, hogy a fékezőrácsra ne jussanak pozitív feszültség-csúcsok.

A segéd-erősítőt nem ajánlatos önállóan modulációra felhasználni, mert ennek a modulációs jelleggörbéje, vagyis az anódváltakozóáramnak a segéd-erősítőkészülékkel való függése nem elég lineáris ahhoz, hogy torzítatlan modulációt lehessen vele elérni.

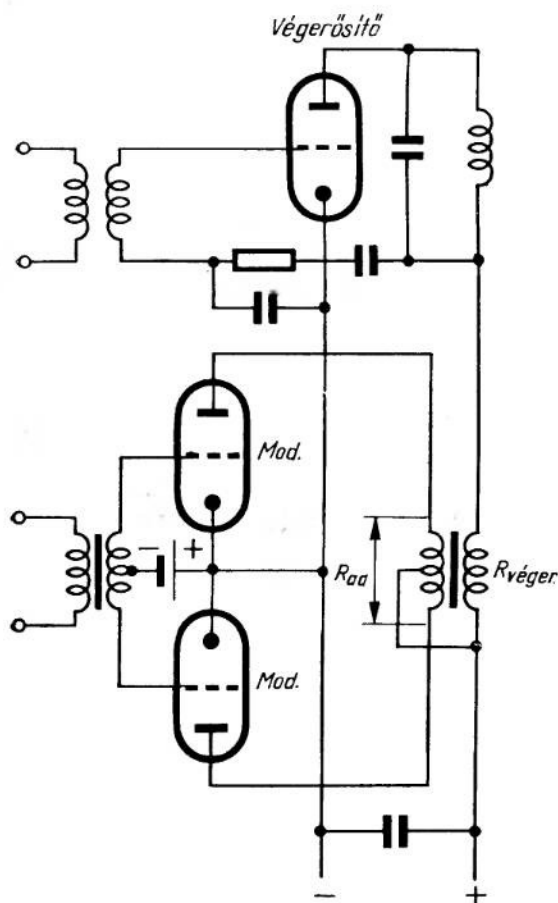


246. ábra. Fékezőrácsmoduláció

Minthogy azonban a segéd-erősítőmodulációhoz csak igen kis vezérlőtéljesítményre van szükség, az amatőrök ennek ellenére néha szívesen alkalmazzák. A szükséges vezérlőtéljesítmény a segéd-erősítő kör egyenáramú teljesítményének csak a fele, a hangfrekvenciás feszültség csúcserőértéke pedig a csúcshatár-téljesítmény eléréséhez szükséges segéd-erősítőkészülék feszültség fele. A torzítatlan vezérlés érdekében itt is ajánlatos a modulátor-erősítő alapterhelésének párhuzamosan kapcsolt ellenállás segítségével történő biztosítása. Ennek az ellenállásnak azonban nagyobbak kell lennie a csőtáblázat szerinti legkedvezőbb munkaellenállás értékénél, mert figyelembe kell venni a segéd-erősítő-áram okozta terhelést is.

A legnagyobb hasznos teljesítményt — 100%-os kimodulálást — biztosító módszer kétségtelenül az ellenütemű B-osztályú modulátor-erősítővel történő anódmoduláció. Elvi kapcsolását a 247. ábra mutatja. A moduláló hangfrekvenciás feszültség ennél az eljárásnál a végfokozat normális anódfeszültségére szuperponálódik, úgy, hogy az a hangfrekvenciás rezgések ütemében a határfeszültség, és az anód-tápfeszültség értékének kétszerese között ingadozik. A modulátorerősítőnek kb. fele akkora teljesítményt kell betáplálnia, mint amekkora a végerősítő anódköre által felvett egyenáramú teljesítmény (input). Ehhez azonban nagy teljesítményű hangfrekvenciás erősítő szükséges, és ez az oka annak, hogy ez a modulációs eljárás nem olyan népszerű az amatőrök körében, mint indokolt volna. Ha a végfokozatban pentódát alkalmazunk, akkor a segéd-erősítőt is be kell vonnunk a modulációba, hogy ezáltal biztosíthassuk a modulációs jelleggörbe lineáritását. Ez egész egyszerűen úgy történik, hogy a segéd-

rácskörbe néhány  $k\Omega$  értékű ellenállást kapcsolunk, amelynek a segédrács felőli végét RF szempontból 1 nF kapacitású kondenzátoron át földeljük, másik végét pedig az anódrezgőkör „hideg” végéhez csatlakoztatjuk. A segédrács az ellenálláson át megkapja a modulátor-transzformátor által betáplált hangfrekvenciás feszültség egy részét, így maga is részt vesz a modulációban, és javítja a moduláció minőségét.



247. ábra. Anódmoduláció

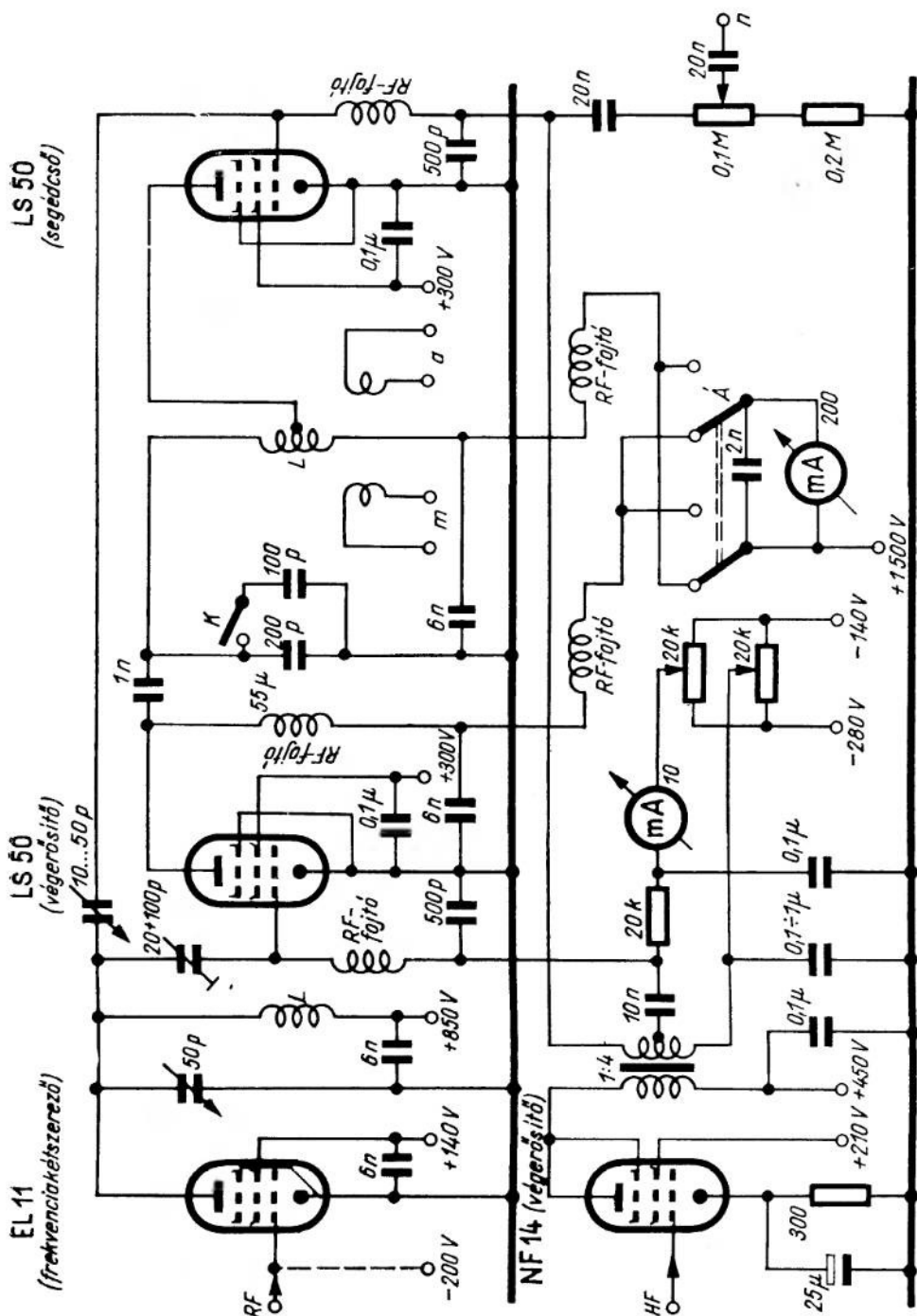
sávokra jut. Az egyoldalsávós eljárás tehát teljesítmény szempontjából és átvitel szempontjából is sokkal kedvezőbb, mint bármelyik másik modulációs módszer. Minden előnye ellenére még nem terjedt el az amatőrök széles körében. A 6.75 pontban ennek ellenére röviden ismertetjük, mert — tekintettel arra, hogy csak szűkebb átviteli sávra van szüksége — már kényszerűségből is egyre jobban el kell terjednie.

Jó amplitúdómoduláció csak akkor lehetséges, ha minden torzítást sikerül elkerülnünk. Éppen ezért kívánatos az adó modulációjának az ellenőrzése. A legcélszerűbb

Az anódmodulációnak számtalan más módja is ismeretes. Ezeknek a hosszú idő óta ismert, de valamilyen okból nem alkalmazott eljárásoknak némelyikét az amatőrök időnként újra felfedezik, és akkor egy ideig az „a modulátor-kapcsolás”. Némelyikük azonban valóban igen jól bevált az amatörgyakorlatban. Ilyen pl. a *Doherty*-féle moduláció, amely *Taylor*-moduláció néven bizonyos jelentőségre tett szert. Ezzel az eljárással közel 100%-os moduláció érhető el, azonban szerényebb modulátor-erősítő, modulátor-transzformátor stb. kell hozzá, mint az anódmodulációhoz. Mint a 248. ábrán bemutatott kapcsoláson látható, a modulációs teljesítménytöbbletet külön segédcső állítja elő, és megfelelő formában adódik hozzá a normális teljesítményhez.

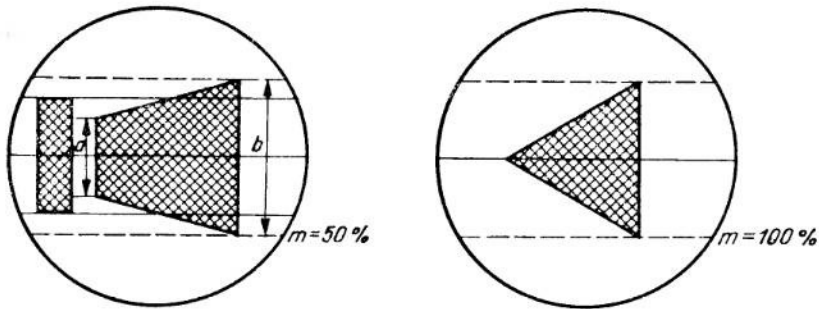
A legmodernebb modulációs eljárás az egyoldalsávós moduláció. Mint a korábbi fejezetekből már ismeretes, az amplitúdómodulált adó a vívőhullámon kívül két oldalsávot sugároz ki; a demodulációhoz ezek közül csak valamelyik oldalsávra van szükség. A 100%-ig kimodulált adás teljesítményének a fele a vívőhullámra, egy-egy negyede pedig az oldal-





248. ábra. Taylor-modulációs kapcsolás



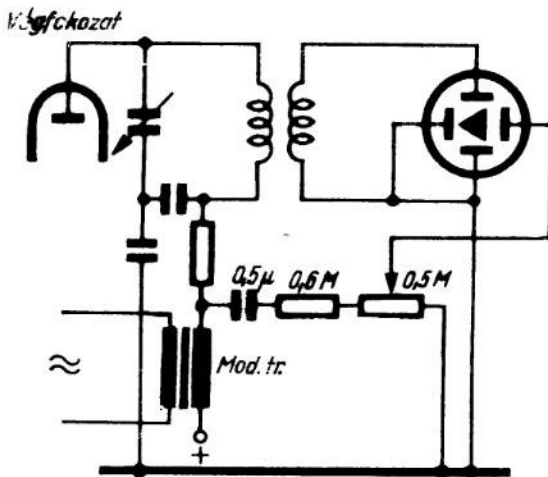


249. ábra. A modulációs fok mérése oszcilloszkóppal

ellenőrző eszköz az oszcillográf vagy az oszcilloszkóp. Ha a modulált RF feszültséget a függőleges, a moduláló feszültséget pedig a vízszintes eltérítő lemezparra kapcsoljuk, akkor a képernyőn az ún. modulációs trapéz (249. ábra) jelenik meg, amelyből a moduláció foka az

$$m = \frac{b - a}{b + a} \cdot 100 [\%]$$

összefüggés segítségével kiszámítható. A képen a rövidebb függőleges vonal hosszúsága ( $a$ ) a vívőhullám legkisebb, a hosszabb függőleges vonalé ( $b$ ) pedig a legnagyobb amplitudójának felel meg. 100%-os moduláció esetén a kép egyenlőszárú háromszögalakú. Az adott feszültségek minden további erősítés nélkül is megfelelő mértékben kivezérelik az oszcillográfot. Az RF feszültséget a hangolt anódkörrel vesszük le, 2–4 menetből álló csatoló tekercs



250. ábra. A modulációs háromszög előállítására szolgáló kapcsolás

révén. A hangfrekvenciás feszültséget a modulátortranszformátor szekunder oldalához csatlakozó feszültségosztóról vehetjük le (250. ábra).

### 6.73 Frekvenciamodulációs eljárások

Az amplitúdómodulációnak sok előnye mellett egy gyakran jelentkező hátrányos tulajdonsága is van: az adó szomszédságában levő vevőkészülékek — különösen az egyhangoltkörös egyenes vevők — hallják az amatőradást, amely ezáltal zavarja a műsorvételt. A zavarelhárítási kísérletek rendszerint eredménytelenek, aminek viszont az a következménye, hogy az adási időt azokra az időszakokra kell korlátozni, amelyekben nincs műsorvétel — legalábbis távbeszélő üzemmódban ez a helyzet.

Van azonban még egy lehetőség, amelynek a felhasználásával a szomszédos műsorvevők zavarása nélkül is folytathatunk távbeszélő üzemet; ez a lehetőség a frekvenciamoduláció alkalmazása. Amíg amplitudómodulációnál a vívőhullám amplitudója változott a moduláló rezgés ütemében, addig frekvenciamodulációnál a frekvenciája teszi ugyanezt. Az RF moduláció következtében létrejövő ingadozásának nem szabad túlságosan nagyok lennie, mert különben nagyon széles volna az átvitendő sáv. Az amatőr üzemben szokásos modulációs index 0,5 körül van, ami azt jelenti, hogy a vívőfrekvencia modulálás közben a moduláló frekvencia felével változik meg. Ha pl. beszéd közvetítésekor a hangrezgéseket 3 kHz-ig akarjuk átvinni, akkor a vívőfrekvencia eközben 1,5 kHz-cel változik meg. Ezt az 1,5 kHz-et nevezzük frekvencialöketnek. Az olyan frekvenciamodulációt, amelynek a frekvencialöketek kisebb, mint a moduláló rezgés frekvenciája, keskenysávú frekvenciamodulációnak (NBFM = narrow-band frequency modulation) nevezzük.

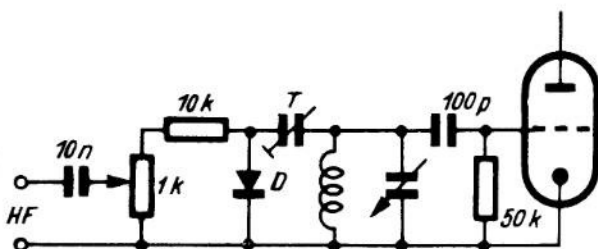
A frekvenciamoduláció a vezérosszillátor-fokozatban, a fázismoduláció pedig az azt követő fokozatok valamelyikében történik. A frekvenciamoduláció legegyszerűbb módja az, ha a vezérosszillátor-fokozat hangolt körébe pl. kondenzátor-mikrofont kapcsolunk. A kondenzátor-mikrofon kapacitása rábeszéléskor megváltozik, és ezáltal befolyásolja az adás frekvenciáját. Ez a modulálási mód nagyon kezdetleges volna, mert a mikrofonnak közvetlenül az anódban kell lennie, a modulációs fok pedig nem volna változtatható.

Egyszerű NBFM-kapcsolást mutat be a 251. ábra. A vezérosszillátor hangolt körével párhuzamosan kapcsolódik egy trimmerrel sorbakapcsolt egyenirányító. Az egyenirányító lehet cső, sirutor vagy germánium-dióda; a trimmer maximális kapacitása ne legyen nagyobb 30 pF-nál.

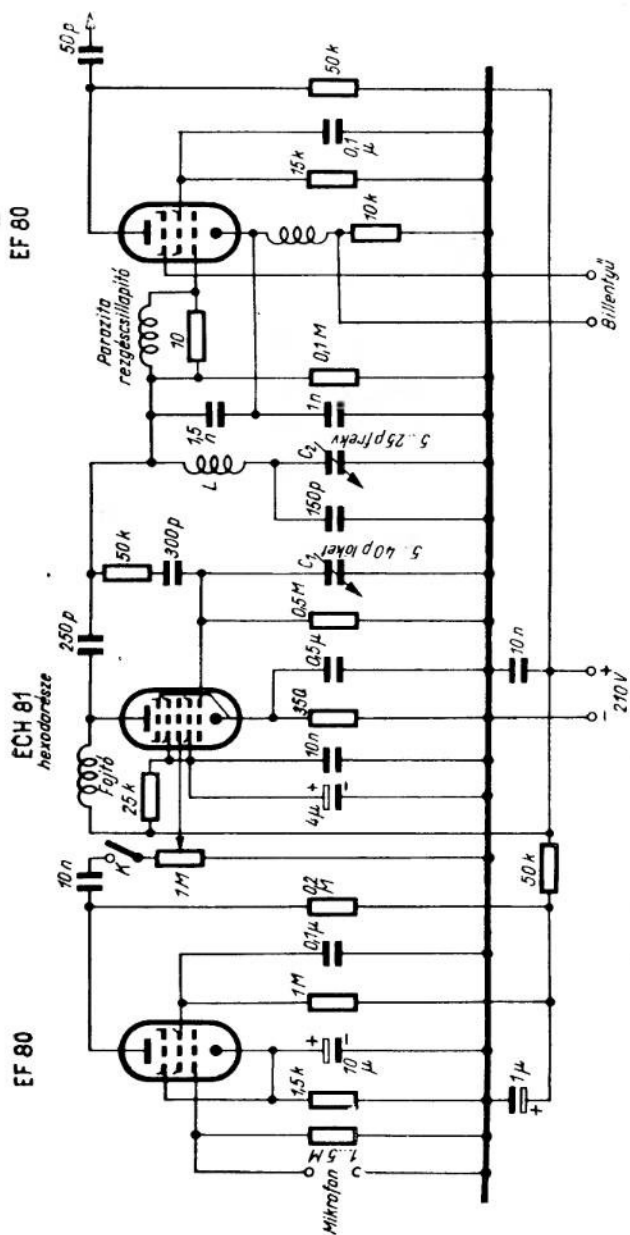
Az egyenirányítóval párhuzamosan kapcsolunk egy 10 k $\Omega$  értékű ellenállással sorbakötött 1 k $\Omega$  ellenállású potenciométert. A moduláló hangfrekvenciát — 10 nF — kapacitású kondenzátoron keresztül — a potenciométer csúszóérintkezőjéhez vezetjük. Az RF rezgés a trimmeren keresztül a diódára jut, amely egyenirányítja azt. A sorbakapcsolt ellenállásokon levő egyenirányított feszültség értékének kb. fele akkorának kell lennie, mint amekkora az RF feszültség csúcsértéke; ez az érték a trimmerrel állítható be. A frekvencialöketet a potenciométer beállítása határozza meg. A modulációhoz szükséges hangfrekvenciás feszültség kb. 2 V. A kapcsolás igen jól bevált, és nem igényel nagy befektetést.

A 252. ábra szerinti kapcsolás változtatható értékű kapacitásként működő impedancia-cső segítségével végzi a vívőfrekvencia megváltoztatását. Ez a frekvenciamoduláció legtisztább módja; a gyárilag készített adók többnyire ezt a megoldást alkalmazzák. A felhasznált elemek kapcsolási értékét a rajzon feltüntettük.

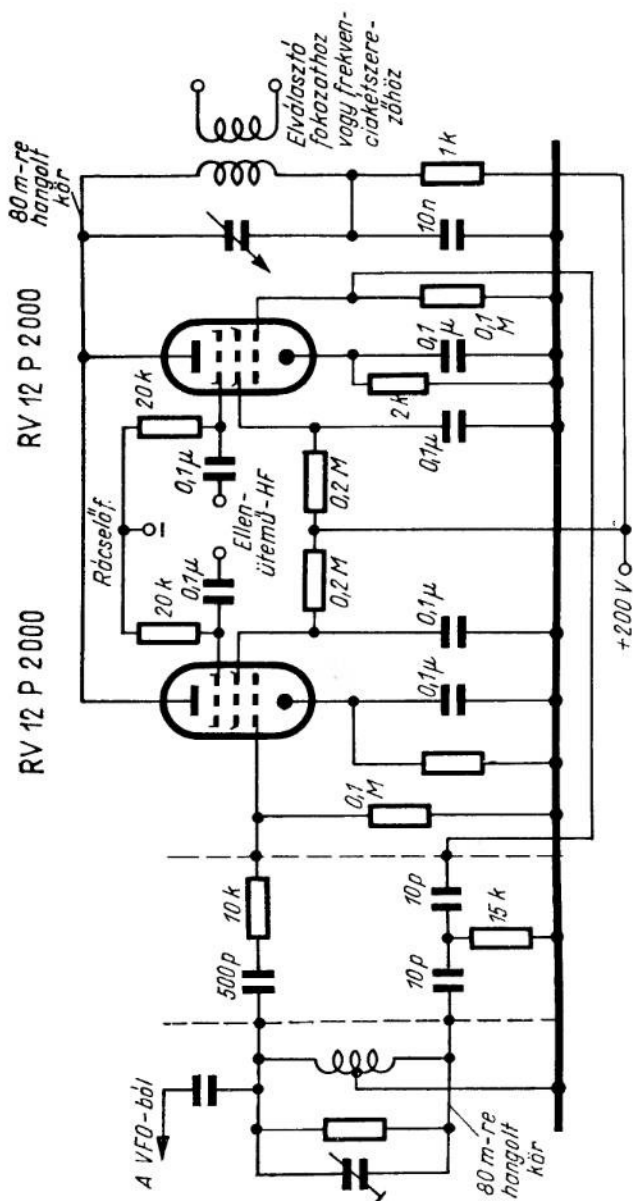
Valamennyi frekvenciamodulációs kapcsolás közös hibája, hogy a vezérosszillátor frekvenciameghatározó köréhez időben nem állandó értékű elemet kapcsol hozzá,



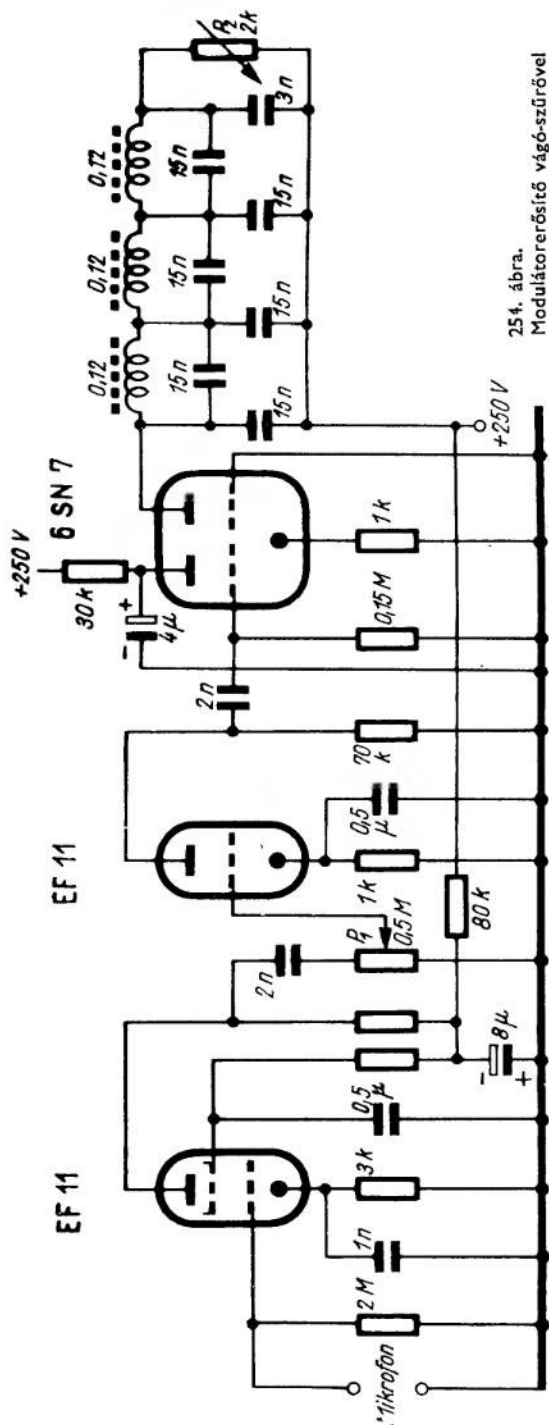
251. ábra. Frekvenciamoduláció diódával



252. ábra. Frekvenciamoduláció impedanciacsövel



253. ábra. Közberső fokozatban végzett frekvenciomoduláció



254. ábra.  
Modulátorerősítő vágó-szűrővel

és ezáltal veszélyezteti a frekvenciastabilitást. Ez a hátrány fázismodulációnál nem jelentkezik, mert ott a moduláció valamelyik közbelső fokozatban történik. Ilyen kapcsolás elvét mutatja be a 253. ábra. Az RF rezgést két cső erősíti. Az egyik cső rácsa elé fázistoló berendezést kapcsolunk, a két csövet ennek következtében különböző fázisú rezgések vezérlik; anódjukat viszont összekapcsoljuk, így az anódkörben közepes fázishelyzetű, a betáplálattal egyező frekvenciájú rezgés jelenik meg. A moduláló frekvenciával ellentétes értelemben befolyásoljuk a két cső erősítését, amennyiben a moduláló rezgést ellenütemű kapcsolásban a két cső fékezőrácsára vezetjük. Az eredő rezgés fázisa ennek megfelelően mindig a nagyobb erősítésű cső fázisa felé tolódik el.

A fékezőrács-köri ellenállások ne legyenek nagyobbak 20 kΩ-nál. A kapcsolás — ha egyszer behangoltuk — kifogástalanul működik, nem utolsósorban azért, mert a megmaradó amplitúdómoduláció rendkívül kicsivé tehető. Ez a megmaradó amplitúdómoduláció valamennyi frekvenciamodulációs kapcsolás közös hibája, amely csak amplitúdóhatároló-fokozat alkalmazásával szüntethető meg.

Még nagyon sok modulációs kapcsolás ismeretes, de itt csak a legfontosabbakra térhetünk ki. A nagyon bonyolult „mester-kapcsolásoknak” amatőr szempontból többnyire nincs jelentőségük; általában a legegyszerűbb, legkevesebb alkatrész felhasználásával készült berendezések működnek a legmegbízhatóbban.

Az adótól a vevőig tartó átviteli úton a beszédrezgések akarvanem-

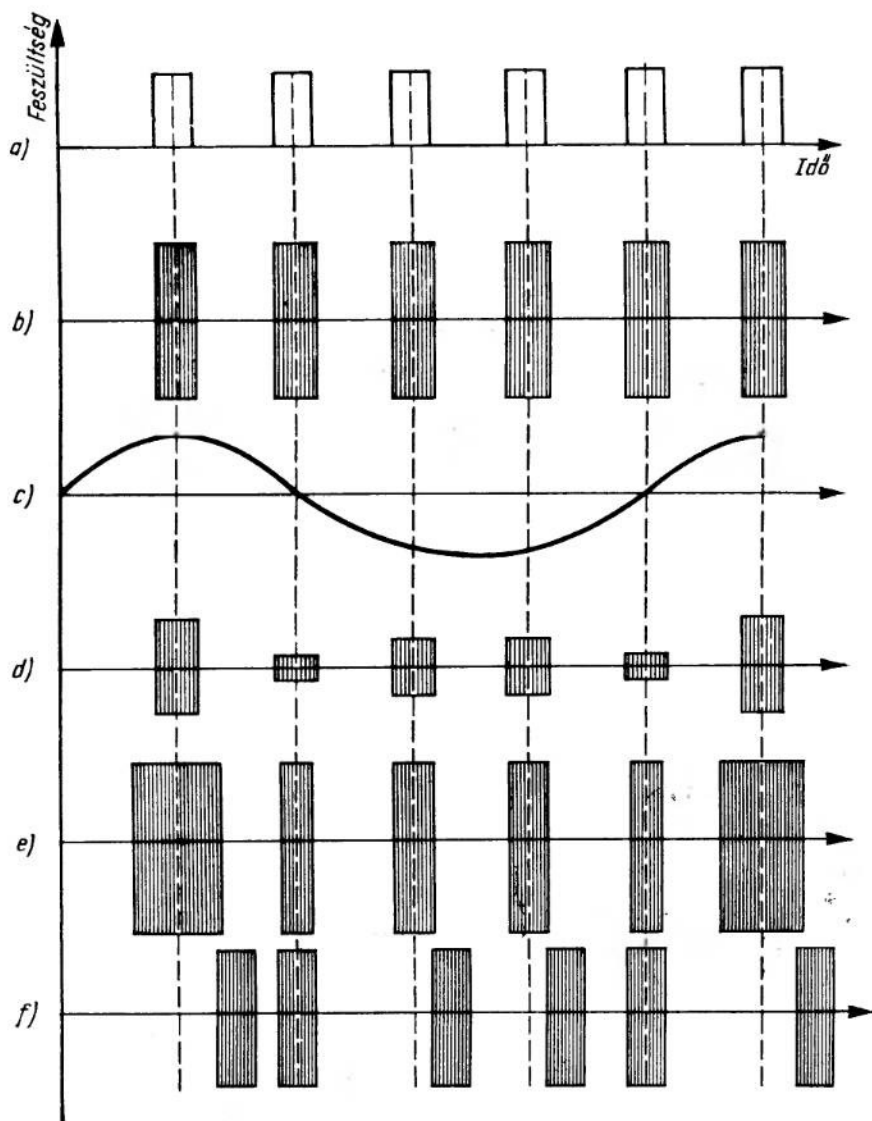
akarva módosulnak, eltorzulnak. A beszédrezgéseket éppen ezért már a modulátorerősítőben úgy kell módosítanunk, hogy a torzításokat lehetőleg ellensúlyozzuk. A tapasztalat szerint a mély hangokat elnyomó, a magas hangokat pedig enyhén kiemelő, „világos” moduláció átvitele a legjobb. Aki gyakrabban megfigyelte a távbeszélő üzemen dolgozó távoli adókat, észrevehette, hogy a világos modulációjú adások a legérthetőbbek; ez különösen akkor szembeötlő, ha nő van az ellenállomás mikrofonjánál. Éppen ezért az erősítő frekvenciamentét úgy alakítjuk ki, hogy a 2,5 kHz körüli frekvenciákat emelje ki a legerőteljesebben. Ezenkívül arra is ügyelnünk kell, hogy csak az érthetőség szempontjából lényeges — 300 Hz és 3,4 kHz közötti — frekvenciákat vigyük át; az ennél kisebb és ennél nagyobb frekvenciákból minél kevesebb legyen jelen. Az adás szempontjából legelőnyösebb elektro-akusztikai viszonyok megteremtése érdekében ügyelnünk kell a beszéd dinamikájára is. A modulátor-erősítő kimenetén jelentkező hangfrekvenciás feszültség nemcsak a készülék erősítésétől függ, hanem a hangerőtől is, amellyel a mikrofonra rábeszélünk, és attól is, hogy milyen távolságban van közben a mikrofon a szájunktól. Az egyes kiejtett hangok erőssége is igen különböző lehet. Ha arra törekszünk, hogy az átlagos modulációs fok nagy legyen, akkor lehetőleg egyenletes hangerővel kell rábeszélünk a mikrofonra. A mikrofontól állandóan ugyanakkora távolságban elmondott hangos, monoton beszéd átlagos modulációs foka biztosan nagyobb; azonban ez a módszer sem csalahatlan. Éppen ezért a modulátor-erősítőbe amplitudó-határolót (dinamika-kompresszort) szoktak beépíteni. Az amplitudó-határoló — mint a neve is mutatja — nem engedi, hogy a hangfrekvenciás feszültség túllépjen egy meghatározott értéket; a határoló hatást rendszerint megfelelően előfeszített — tehát bizonyos feszültség szint fölött működésbe lépő — egyenirányítókkal érhetjük el. A hangerősség-csúcsoknál azonban torzítások keletkezhetnek, amelyek főképpen a nagyobb frekvenciákon érezhetőek. Ezek kiküszöbölésére aluláteresztő szűrőt szoktak beépíteni, amely a 3 kHz fölötti frekvenciájú rezgéseket elnyomja, és ezáltal lényegesen megjavítja az átvitel érthetőségét. A 254. ábra ilyen szűrővel egybeépített egyszerű modulátor-erősítő kapcsolását közli.

Átviteli szempontból a kis frekvencialöketű frekvenciamodulációnak is számos előnye van. Ha a vevőkészüléknek megfelelő FM-demodulátora van, akkor ezzel nagymértékű zavaraszűrés érhető el. Különösen szembeötlő ez a hatás nagyvárosokban, ahol mindig számtalan helyi zavarforrás befolyásolja a vételt. De magának az átvitelnek a feltételei is kedvezőbbek frekvenciamodulációnál; itt azonban erre nem térhetünk ki részletesebben. Ha még azt is figyelembe vesszük, hogy a frekvenciamodulációhoz kisebb modulátor-erősítő is elegendő, amellet az adó teljes teljesítménye kihasználható, beláthatjuk, hogy sok minden szól a frekvenciamoduláció mellett. Az utóbbi években a frekvenciamodulált adás vételére alkalmas vevőkészülékek száma is jelentős mértékben megnőtt, és — megfelelő előtétkészülék alkalmazásával — a többi vevőket is egyre inkább alkalmassá teszik frekvenciamodulált adások vételére.

## 6.74 Impulzusmodulációs eljárások

Mintthogy a rendelkezésre álló sávok rendkívül keskenyek, a hosszabb hullámú sávokban főképpen a teljesítmény és az igénybe vett frekvenciasáv szempontjából egyaránt gazdaságos keskenysávú frekvenciamoduláció terjedt el; ennél már csak az egyoldalsávú amplitudómoduláció gazdaságosabb. Az amatőrt azonban minden érdekli, ami új, és ha módja van rá, mindenfajta modulációval megpróbálkozik. Erre főképpen az URH-sávokon van lehetőség. Az érvényben levő jogszabályok a 70 cm-es és annál

rövidebb hullámú sávokban az impulzusmodulációt is engedélyezik. Ez a modulációfajta az adó teljesítménye szempontjából érdekes. Míg az eddig ismertetett modulációs eljárásoknál folyamatosan kisugárzott vívőhullámot moduláltunk, addig az impulzusmodulációnál más a helyzet. Az adó ennél csak rövid ideig tartó RF nullám-nyalábokat sugároz ki, mint azt a 255. ábra mutatja. Az impulzusok időtartama az egyes impulzusok közötti időtartamhoz képest rendszerint kicsi. Az impulzus időtartama és az ismétlődési idő (két impulzus kezdete között eltelt idő) viszonyát üzemaránynak nevez-



255. ábra. Impulzusmodulációs eljárások



zük. Könnyen belátható, hogy az adó az impulzus ideje alatt sokkal nagyobb teljesítményt sugározhat ki, mint folyamatos üzemben, mert a csőtáblázatokban megadott megengedhető maximális anódáram az anódáram középértékére vonatkozik. Tegyük fel, hogy adó által kisugárzott impulzusok ismétlődési ideje  $100 \mu\text{s}$ , az egyes impulzusok időtartama pedig  $1 \mu\text{s} = 10^{-6} \text{ sec}$ . Az üzemarány ebben az esetben  $1 : 100$ . Ha az adó csúcsteljesítménye folyamatos üzemben pl.  $20 \text{ W}$ , akkor a kisugárzott impulzusok százszor ekkora, vagyis  $2 \text{ kW}$  teljesítményűek lehetnek! Impulzusmoduláció alkalmazásával tehát a kis adókból is igen nagy csúcsteljesítmény vehető ki. Éppen ezért — az adó teljesítményének a megnövelése érdekében — ezt az eljárást használják pl. a rádióhullámokkal történő helymegállapításnál, a radar- (lokátor-) technikában. Fel kell hívnunk azonban a figyelmet arra, hogy mindenfajta impulzusmoduláció széles átviteli sávot igényel. Az átvíendő sáv szélesség nagyjából az impulzus időtartamának a reciprok értékével egyenlő; ha tehát — mint előbbi példánkban — az impulzus időtartama  $1 \mu\text{s}$ , akkor ennek az impulzusnak a torzítatlan átviteléhez videofrekvencián  $1 \text{ MHz}$  szélességű sávra, míg az RF és KF áramkörökben ennek kétszeresére, azaz  $2 \text{ MHz}$ -es sávra (kétoldalsávós AM!) van szükség. Az impulzus alakjának az élethű leképzéséhez  $50$ – $500$  rezgést kell átvinni; ez a magyarázata annak, hogy az impulzusmodulációs adások vívőhulláma rendszerint a deciméter-hullámok tartományában fekszik. Az adóban levő hangolt körök sávzélességének akkorának kell lennie, hogy az impulzust torzítás nélkül átvigyék — a fenti esetben  $2 \text{ MHz}$ -nél nagyobb sávzélesség szükséges.

Az impulzussorozat vételére szolgáló készülék sávzélességének ugyanekkorának kell lennie, hogy el ne torzítsa az impulzusok alakját; a nagy sávzélességnek viszont az a hátránya, hogy megnöveli a készülékzajt, aminek a következtében csökken a vevő érzékenysége.

Foglaljuk össze az impulzusmoduláció előnyeit és hátrányait:

#### Előnyei:

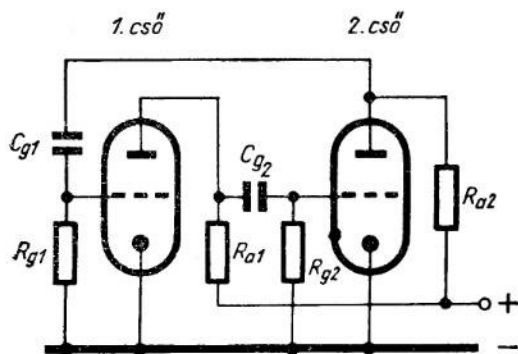
1. Az adó az impulzus tartama alatt folyamatos teljesítményének a sokszorosát sugározhatja ki, ezáltal megnő az adás hatótávolsága.
2. Ha olyan impulzusmodulációs eljárást alkalmazunk, amelynél az impulzus amplitúdója nem változik, akkor non-lineáris moduláció esetén sem keletkezik torzítás.
3. Egyidejűleg többszörös adás is folyhat időosztás segítségével; ez úgy történik, hogy az impulzusok közötti szünetben az adó más adás impulzusát sugározza. Ezt az idő-multiplex-eljárást alkalmazzák a mikrohullámú láncokon történő átvitelnél.

#### Hátrányai:

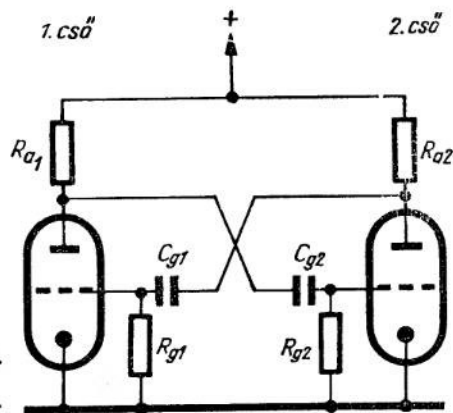
1. Az impulzusok torzítatlan átvitele nagy sávzélességű hangolt köröket kíván meg.
2. A szükséges sávzélességet nem az átvíendő rezgés frekvenciája, hanem az impulzus frekvencia-spektruma határozza meg.

Az impulzusmodulációval kapcsolatos kérdések két részre oszthatók; az egyik rész az impulzusok keltése, a más pedig ezek modulációja. Ezzel összefüggésben tekintsük át először, milyen modulációs eljárások lehetségesek egyáltalában. Nézzük meg a 255. ábrát. Az  $a$  sor nem kisugárzható egyenáramú impulzus-sorozatot tüntet fel. Ha ezzel az impulzus-sorozattal vezérelünk egy deciméterhullámú adót, akkor a  $b$  sorban bemutatott RF impulzus-sorozat jön létre; a vevő ezt demodulálja, és ismét előállítja az  $a$  sor szerinti egyenáramú impulzus-sorozatot. A  $c$  sor az átvíendő hang-

frekvenciás rezgést ábrázolja. A moduláció legegyszerűbb módja az amplitúdómoduláció: az RF impulzusok amplitudóját változtatjuk a hangfrekvenciás rezgések ütemében, lényegében tehát ugyanaz történik, mint a folyamatos RF vivőhullám amplitúdómodulációjakor, azzal a különbséggel, hogy itt a hangfrekvenciás feszültségnek csak egyes pontjait tapogatjuk le, és a vevőkészülék demodulátor-fokozatában ezekből kell ismét összetenni az eredeti rezgést. A szinusz-görbének tehát csak egyes, jellegzetes pontjait visszük át, és ezekből kell újra összeállítani azt. A modulációnak ez a módja roppant egyszerű, de nem teszi lehetővé az impulzusmoduláció nyújtotta összes lehetőségek kihasználását. Előnyösebb, ha állandó amplitudójú impulzusokat sugározzunk ki (a vevőbe ebben az esetben amplitúdó-határolót építhetünk be, amellyel a jel/zaj viszony lényegesen javulása érhető el), és az impulzus-sorozatnak valamelyik másik



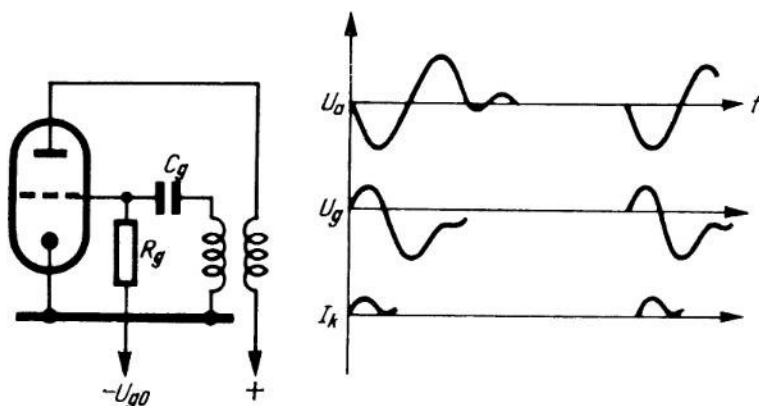
256. ábra. Multivibrátor kapcsolása



257. ábra. Multivibrátor kapcsolása

jellemzőjét moduláljuk. Modulálhatjuk az impulzusok szélességét, vagy az impulzusok közötti távolságot, és ennek megfelelően az e, ill. az f sorban feltüntetett impulzus-sorozathoz jutunk. A most következőkben azt tárgyaljuk meg, hogy a valóságban hogyan történik ez a három fajta moduláció.

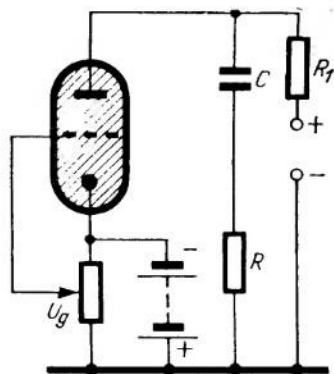
Az impulzusok keltésére szolgáló klasszikus kapcsolás a multivibrátor. Erősen visszacsatolt, kétfokozatú, RC-csatolású erősítőből áll, amely a csatoló tagok időállandója által meghatározott ütemben lezár (az erősítés ilyenkor nulla), majd ismét nyit. A kapcsolás a 256—57. ábrán látható. A 256. ábra mint RC-csatolású erősítőt ábrázolja a multivibrátort; a második cső kimenetéről a  $C_{g1}$  kondenzátoron keresztül csatolunk vissza az első cső rácsára. A multivibrátort a gyakorlatban a 257. ábrának megfelelően szimmetrikusan szokás ábrázolni; a két kapcsolás egyébként azonos. A multivibrátor impulzusfrekvenciáját a  $\tau_1 = C_{g1} \cdot R_{g1}$  és a  $\tau_2 = C_{g2} \cdot R_{g2}$  időállandó határozza meg; a terhelő ellenállás értéke csak az impulzusok amplitudóját és alakját befolyásolja. Ha a munkaellenállás kicsi, akkor kicsi az impulzus amplitudója is ( $R_o = 1 \text{ k}\Omega$  esetén 20—30 V), viszont kifogástalan négyszög-alakú; 10 kHz impulzusfrekvenciához kb.  $R_g = 0,5 \text{ M}\Omega$  és  $C_g = 100 \text{ pF}$  értékek szükségesek. Ha mindkét cső rácsevezető ellenállása és csatoló kondenzátora azonos értékű, akkor szimmetrikus négyszögjeleket kapunk. Ha impulzusokat akarunk előállítani, akkor az egyik időállandónak nagy, a másiknak pedig kicsinek kell lennie. Impulzusmodulációnál alkalmazott multivibrá-



258. ábra. Záró- (blocking) oszcillátor kapcsolása

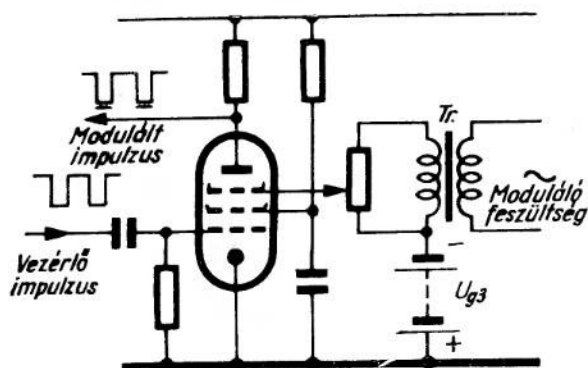
torkapcsolásokban általában a következő értékeket használjuk:  $C_{g_1} = 200 \text{ pF}$ ,  $R_{g_1} = 0,5 \text{ M}\Omega$ ,  $C_{g_2} = 50 \text{ pF}$  és  $R_{g_2} = 0,2 \text{ M}\Omega$ . Ha  $C_{g_2}$  helyén trimmert alkalmazunk, akkor a két cső zárási idejének az egymáshoz való viszonya, és ezzel az üzemarány szabályozható.

Másik, igen elterjedt impulzusgenerátor-kapcsolás a záró-oszcillátor (blocking-oszcillátor). Nagy előnye, hogy — megfelelően méretezve — közvetlenül RF impulzusokat szolgáltat. Kapcsolását a 258. ábra mutatja be. Erősen visszacsatolt oszcillátor, amelynek a rezgései a rácskörébe kapcsolt RC-tag következtében impulzus-szerűek. A közölt diagramokról a működés módja is leolvasható: az oszcillátor begerjed, a rács-hoz csatlakozó nagy időállandójú RC-tag  $C_g$  jelű kondenzátora feltöltődik, és a rácsfeszültség negatívvá válik. A cső meredeksége ennek következtében kisebb lesz, és a rezgések megszűnnek. A  $C_g$  kondenzátoron levő töltés az  $R_g$  ellenálláson át levezetődik; amint a rács feszültsége nullává vagy pozitívvá válik, a rezgések ismét megindulnak. Az így keletkező RF impulzusok a katódkörből kisértékű ellenállásról vehetők le. Ha a záróoszcillátor után lineáris erősítésszerű teljesítményerősítőt kapcsolunk, és azt moduláljuk, akkor megépítettük a legegyszerűbb impulzusmodulált adót.



259. ábra. Tirátronos impulzusgenerátor

Az impulzusokeltés harmadik, szokásos módja a gáztöltésű csövek segítségével történő impulzusokeltés. Az ilyenfajta, tirátronos impulzusgenerátorokat alkalmazzák az oszcillográf-technikában is. Elvi kapcsolását a 259. ábra mutatja. A gáztöltésű csövet csak kapcsolóként használjuk. A  $C$  kondenzátor az  $R$  és az  $R_1$  ellenálláson át feltöltődik, a gáztöltésű cső gyújtásakor pedig az  $R$  ellenálláson és a gáztöltésű cső belső ellenállásán át kifelé. A kifelé áramlökések által keltett feszültségimpulzusok az  $R$  ellenállásról vehetők le.

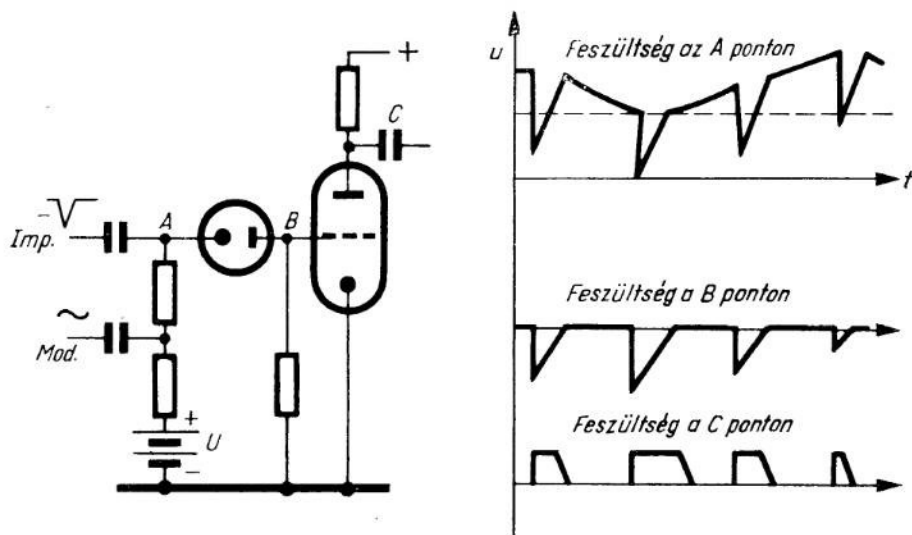


260. ábra. Impulzusmodulátor-fokozat

Az eddig ismertetett impulzusgenerátorok a saját vezérlésű generátorok csoportjába tartoznak. Azonban nemcsak ilyen módon kelthetők impulzusok, hanem szinuszos váltakozó feszültséget is átalakíthatunk impulzusokká, úgy, hogy a szinuszos feszültséggel túlvezérelünk egy erősítőt, a létrejövő négyszögrezgéseket differenciáljuk, majd amplitudóhatároló-fokozaton vezetjük keresztül; az eredmény egyenáramú impulzus-sorozat. Az ilyen, ide-

gen vezérlésű impulzusgenerátorhoz szükséges anyagfelhasználás természetesen nagyobb, a kapcsolás stabilitása viszont összehasonlíthatatlanul jobb.

A rendelkezésünkre álló impulzus-sorozatot még modulálnunk kell az átvendő információval. Amplitudómodulációra ugyanazok a kapcsolások használhatók, mint folyamatos üzemben. Példaképpen fékezőrács-modulációval működő impulzus-amplitudómodulációs kapcsolást (260. ábra) ismertetünk. A cső vezérlőrácsát a modulálatlan impulzus-sorozattal vezéreljük; a moduláló feszültséget a fékezőrácsra kapcsoljuk, amelynek negatív előfeszültséget adunk. A moduláció foka potenciométerrel állítható be. A modulált impulzusokat az anódmunkaellenállásról vesszük le. A cső ún. ko incidencia-kapcsolásban működik, ami azt jelenti, hogy a moduláló feszültségnek csak a csövet nyitó impulzusokkal időben egybeeső részei jelennek meg az anódkörben. Impulzus-szélesség-modulációhoz vagy különleges multivibrátort, vagy háromszög-



261. ábra. Impulzus-szélesség-modulátor

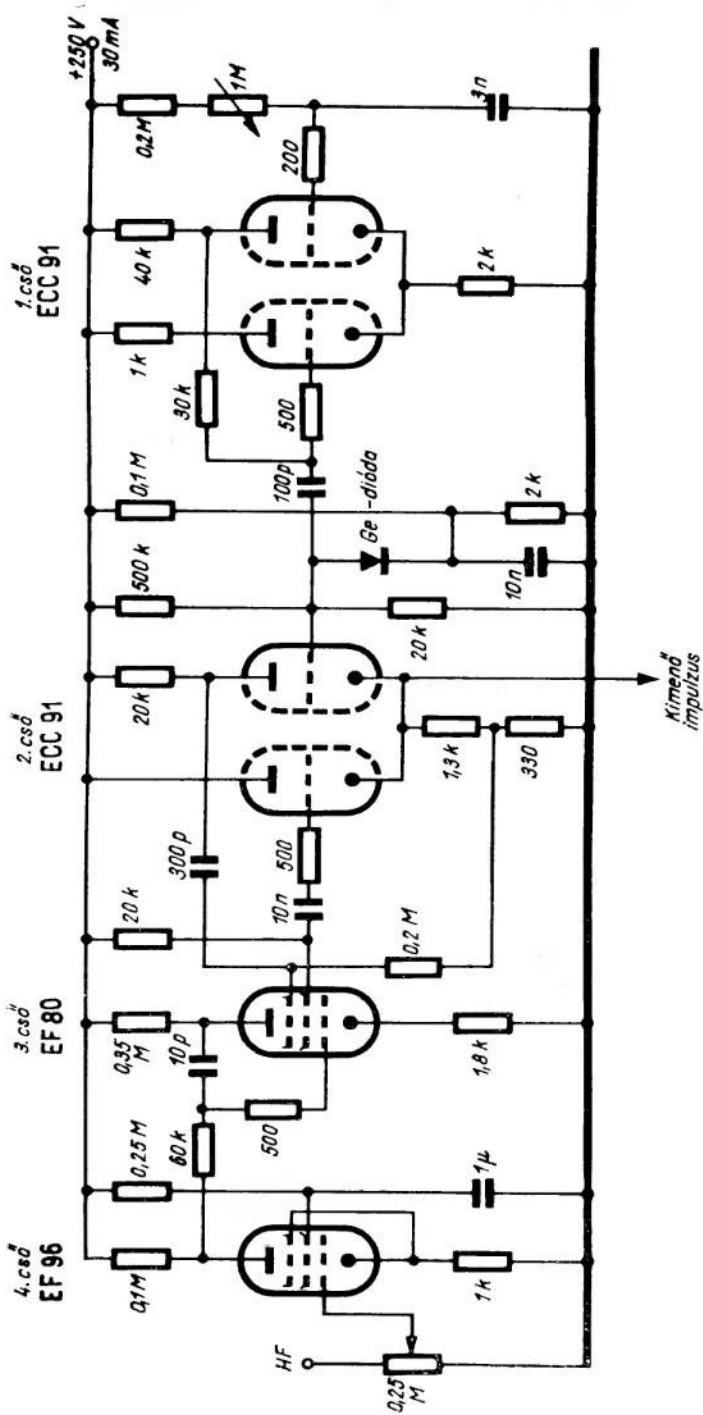
alakú impulzusokat szolgáltatató impulzusgenerátort használunk. A modulátor kapcsolását a 261. ábrán mutatjuk be. A moduláló feszültséget és a háromszög alakú impulzus-sorozatot is a diódára kapcsoljuk, amelyet vezérlés nélküli állapotban állandó előfeszültség zár le. A moduláló feszültség hozzáadódik az előfeszültséghez, és így a csövet lezáró feszültség értéke a moduláló rezgés ütemében ingadozik. A diódán keresztül a trióda rácsára jutó impulzusok amplitúdója, de a háromszög alakú impulzusok természetéből adódóan a szélessége is a moduláló feszültség értékétől függ, aminek a következtében a trióda anódkörében szélességmodulált impulzusok jelennek meg.

Az impulzus-helyzet-moduláció túlságosan bonyolult ahhoz, hogy amatőr-viszonylatban alkalmazható legyen, ezért itt nem is foglalkozunk vele.

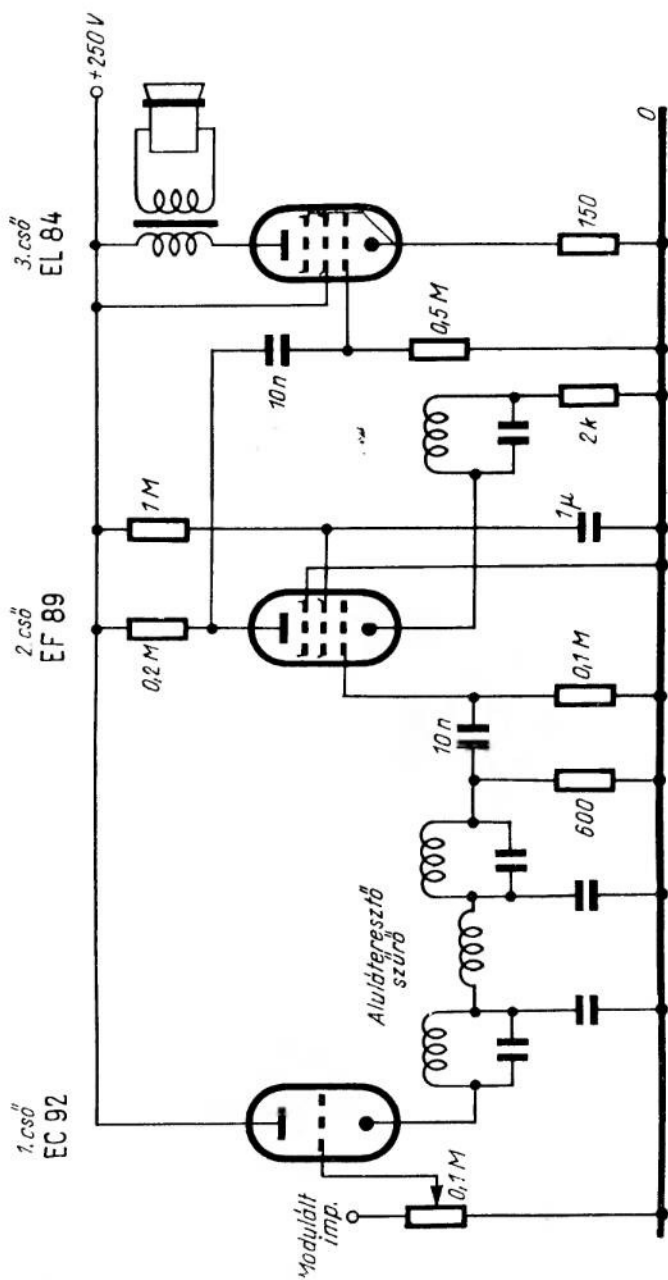
Az amplitúdó- vagy szélesség-modulált impulzus-sorozat demodulációja aluláteresztő szűrővel kombinált dióda- vagy anódegyenirányító kapcsolású demodulátorral történik.

Az impulzus-modulációval foglalkozó fejezet befejezésekképpen bemutatunk egy teljes impulzus-modulátorkapcsolást, amely két ikertriódát és két pentódát tartalmaz (262. ábra). Az adó, amelyhez csatlakozik, a szokásos, többfokozatú deciméterhullámú adó, amelyet vagy anódban modulálunk, vagy a rácsát vezéreljük az impulzusokkal; a végfokozat rácsát ez esetben nagy negatív előfeszültséggel tartósan lezárjuk, és csak az impulzusok nyitják a fokozatot. Rezgőkörökként — minthogy nagy sáv szélességre van szükség — csillapított Lecher-köröket használunk. Az adó felépítése ismeretes, így itt csak az impulzus-résszel foglalkozunk, amelyben a következő fokozatok találhatók: közvetlen csatolású hangfrekvenciás erősítő (EF 96), külső vezérlésű impulzus-szélesség-modulátor (EF 80 és ECC 91), végül az impulzus-generátor (ECC 91). Kezdjük az impulzus-generátorral. Az ECC 91 típusú 1. csővel működik; a cső két rendszere között katódcsatolást alkalmazunk. Az impulzusfrekvencia finom beállítása az 1 M $\Omega$  ellenállású potenciométerrel történik. Az impulzusfrekvenciának a legnagyobb moduláló frekvencia két és félszeresének kell lennie, amatőr adóban tehát mintegy 9 kHz-nek. A kapcsolással előállított impulzusok nem elég meredek homlokúak, és így közvetlenül nem használhatók kioldóimpulzusokként a szélesség-modulációhoz, hanem előbb még a 100 pF kapacitású kondenzátorból és a 20 k $\Omega$  értékű ellenállásból álló differenciáló-tag segítségével differenciálnunk kell azokat. A differenciálás alkalmával a szükséges pozitív impulzusokon kívül negatívok is keletkeznek; ezeket a 60 V zárófeszültségű, előfeszített germánium-diódával rövidre zárjuk. Az így kialakított impulzusok nyitják az impulzus-modulátort, amelynek a lezárását a 3. cső vezérli; a lezárás időpontja a 3. cső rácsfeszültségétől függ, amelyet viszont a 4. cső rácsán levő hangfrekvenciás feszültség értéke határoz meg. A szélesség-modulált impulzusok a 2. cső katódjáról vehetők le. Az impulzusok 10–20 V feszültségűek, és impulzus-erősítő fokozat közbeiktatásával az adó vezérlésére használhatók. A modulálatlan impulzusok 5  $\mu$ s szélességűek. A modulációs jelleggörbe nem lineáris, hanem egyenlőszárú hiperbola-alakú. A keletkező torzítás a 4. cső munkapontjának és munkaellenállásának a megfelelő megválasztásával kiegyenlíthető; ha a csövet a pozitív rácsfeszültség-tartományba vezéreljük, akkor a modulátorrel ellentétes ellentétes görbületű jelleggörbéjével a modulációs jelleggörbe egyenessé tehető. A modulált impulzusok szélessége — a moduláció fokától függően — 1 és 10  $\mu$ s között változik.

A demodulátor-kapcsolást a 263. ábra tünteti fel. M $\grave{a}$ ga a vevő ismeretes, csak az RF egyenirányítást követő részt kell bemutatnunk. Az RF egyenirányítást követően rendelkezésünkre álló, szélesség-modulált egyenáramú impulzusokat katódkövető



262. ábra. Impulzus-szélesség-modulátor kiviteli kapcsolása



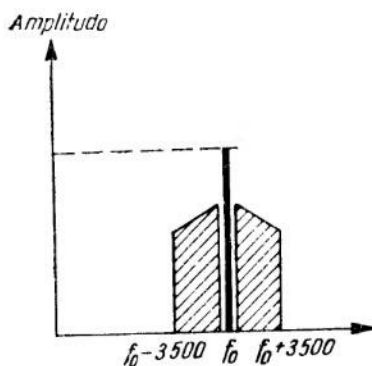
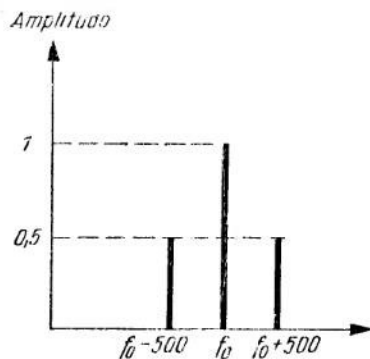
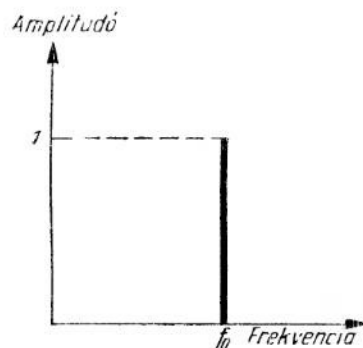
263. ábra. Impulzus-szélesség-modulált jel demodulálására szolgáló kapcsolás



erősítőre vezetjük, amelynek a katódkörében aluláteresztő szűrőt helyezünk el. Ezt úgy kell méretezni, hogy a legnagyobb moduláló frekvenciáig (3,5 kHz) gyakorlatilag ne legyen csillapítása, ott azonban igen meredeken vágjon (a szűrő számítására vonatkozóan ajánljuk Konasinszkij D. A.:

Szűrőkörök [Rádiótechnika Könyvei: 11.] című, a Nehézipari Könyvkiadónál megjelent könyvet). A szűrő után ismét egyenirányító fokozat következik, amelynek a katódkörében az impulzusfrekvenciára hangolt rezgőkört találunk; ezt követi a végerősítő-fokozat, amely a hangszórót működteti. Mint látható, a berendezés nem igényel túlságosan nagy anyagfelhasználást, teljesítménye pedig teljes mértékben igazolja a ráfordítást.

a) Ez idő szerint még csak vágyálom, hogy amatőreink a rövidebb hullámú sávokon impulzusmodulációt alkalmazzanak. Mégis feltétlenül indokolt, hogy ezt a fejezetet, mint a jövő fejlődésre vonatkozó utalást, közbeiktattuk, mert a rádiózás történetében többször már beigazolódott, hogy az amatőrök a műszaki haladás élén járnak.



## 6.75 Egyoldalsávú moduláció

Ismeretes, hogy a modulálatlan távíró-üzemben dolgozó adó csak egyetlen frekvencián sugároz, míg a hangfrekvenciás rezgéssel amplitudómodulált adó a vivőhullámán kívül két, a vivőhullámra szimmetrikus elhelyezkedésű oldalsávot is bocsát ki; az oldalsávok szélessége egyenlő a legnagyobb moduláló frekvenciával. Az oldalhullámok amplitudója a moduláció fokától függ. Az amplitudómodulációs viszonyokat a 264. ábra tünteti fel. Ha az adót egyetlen — mondjuk 500 Hz frekvenciájú — hanggal moduláljuk, akkor csak két oldalhullám jelenik meg (264. ábra), amelyeknek a frekvenciája a vivőfrekvenciánál 500 Hz-cel nagyobb, ill. kisebb. A rajzon látható amplitudóértékek 100%-os modulációra vonatkoznak; a vivőhullám amplitudója ebben az esetben az oldalhullámok amplitudójának kétszerese. A modulált RF rezgésnek ezt az ábrázolását minden amatőr ismeri az oszcilloszkóp ernyőjéről. Minthogy a teljesítmény a feszültség négyzetével arányos, esetünkben mindegyik oldalhullám teljesítménye a vivőhullám teljesítményének  $0,5 \cdot 0,5 = 0,25$ -szö-

264. ábra. Frekvencia-spektrumok:

a) modulálatlan hordozóhullám; b) 500 Hz frekvenciájú rezgéssel modulált hordozóhullám; c) beszéddel modulált hordozóhullám

röse. A két oldalhullám együttes teljesítménye tehát a vivőhullám teljesítményének a felével egyenlő. A kisugárzott, amplitudómodulált RF rezgés teljesítményének tekintélyes része tehát a vivőhullámra jut, az energiaviszonyok eszerint nem a legkedvezőbbek. A vivőhullám maga változatlan, akár moduláljuk, akár nem; az információ továbbítása szempontjából tehát nincs jelentősége, és — elméletileg — teljesen el is hagyható. Marad tehát a két oldalsáv.

A két oldalsáv egymástól független, információs tartalmuk pedig megegyezik. Így végső fokon az is elegendő, ha a vevőbe csak az egyik oldalsávot visszük át, mert a demodulátor-fokozatban ebből is visszanyerhetjük a teljes információt. Ezen alapul az egyoldalsávós moduláció. A modulációnak ezt a módját *I. R. Carson* dolgozta ki 1915-ben; minden szempontból igen gazdaságos eljárás, amely a lehető legkeskenyebb átviteli sávot veszi igénybe. Az ehhez szükséges átviteli sáv ugyanakkora, mint maga az átvendő hangfrekvenciás sáv szélesség; a kétoldalsávós modulációnál ezzel szemben az átvendő hangfrekvenciás sáv szélesség kétszeresével egyenlő szélességű RF átviteli sávra van szükség. A kétoldalsávós modulációnak a teljesítményviszonyai is hátrányosak; a vivőhullám nélküli egyoldalsávós modulációé viszont a legelőnyösebbek, mert valamennyi modulációs eljárás közül ezzel érhető el adott helyen adott hasznos térerősség a legkisebb teljesítménybefektetés mellett. Ugyanakkora teljesítménybefektetés esetén ez az eljárás biztosítja a legnagyobb hangteljesítmény-kisugárzást, mert az adás egész energiája az információátvitelre fordítható. Hogy jobban áttekinthessük a teljesítményviszonyokat, tételezzük fel, hogy rendelkezésünkre áll egy 100 W csúcshatár-teljesítményű adó, amelyet előbb kétoldalsávós, majd vivőhullám nélküli egyoldalsávós modulációval, távbeszélő üzemben működtetünk. Kétoldalsávós rácsmodulációval, egyetlen hanggal történő 100%-os kimodulálás esetén a vivőteljesítmény 25 W, az oldalhullámok együttes teljesítménye 12,5 W. Kétoldalsávós anódmodulációval, ugyancsak 100%-os kimodulálás esetén a vivőteljesítmény 50 W, az oldalsávok együttes teljesítménye pedig 25 W. Ugyanez az adó vivőhullám nélküli egyoldalsávós modulációval, egyetlen hanggal történő kimodulálás esetén 100 W oldalsáv-teljesítményt képes szolgáltatni. Az információátvitelre jutó teljesítmény ezzel az eljárással a szokásos kétoldalsávós modulációhoz képest rácsmoduláció esetén nyolcszoros (9 dB!), anódmoduláció esetén pedig négyszeres. Egyoldalsávós moduláció esetén az idegen adó okozta zavarás jelentéktelenné válik, mert az információt tartalmazó oldalsávra jutó teljesítmény lényegesen megnövekedése a vétel helyén a jel/zaj viszony számottevő javulását eredményezi. Vivőhullám nélküli egyoldalsávós moduláció esetén a vevő kimenetén mérhető feszültség a kétoldalsávós rácsmodulációhoz képest kétszeres, a kétoldalsávós anódmodulációhoz képest pedig 1,41-szeres. Ehhez még hozzájárul az, hogy a vételi sáv szélesség felére csökkenése következtében a jel/zaj viszony is 1,41-szeresére nő.

Kétoldalsávós moduláció esetén rövidhullámon az ún. „szelektív fading” következtében gyakran nonlineáris vételi zavarok keletkeznek. Ez a jelenség vivőhullám nélküli egyoldalsávós átvitel esetén gyakorlatilag nem lép fel.

Vizsgáljuk meg még az adás határfokát, ami szintén az egyoldalsávós modulációnak a kétoldalsávossal szembeni fölényét mutatja. A vizsgálat eredményeképpen megállapíthatjuk, hogy az átvitel jósága (a jel/zaj viszony) csak az információátvitelhez szükséges oldalsávoktól függ. Nevezük az oldalsávok teljesítményének az egész adás teljesítményéhez való arányát a moduláció hasznos hatásfokának. Ez a hasznos hatásfok még kétoldalsávós anódmoduláció esetén is nagyon kicsi. Ha a moduláció foka a moduláló rezgés csúcserőértékénél eléri a 100%-ot, az átlagos modulációs fok akkor is alig nagyobb

30%-nál. Ha még azt is figyelembe vesszük, hogy az adó RF hatásfoka is átlagosan legfeljebb 80%, akkor nyilvánvaló, hogy a moduláció hasznos hatásfoka rendkívül kicsi. Még csoda, hogy ilyen körülmények között milyen jó a vétel.

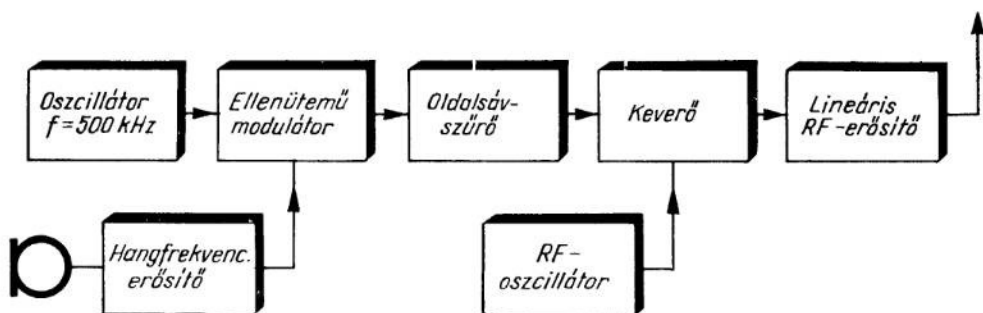
A hasznos hatásfok azonnal 100%-ra emelkedik, amint elmarad a vivőhullám, és az információ továbbítására csak az oldalsávokat, ill. csak az egyik oldalsávot használjuk fel. Az egyoldalsávós átvitelnek — mint már bevezetőben is említettük — nemcsak az az előnye, hogy a lehető legjobb a hasznos hatásfoka, hanem az is, hogy a vételéhez szükséges sávszélesség csak a fele a kétoldalsávóséhoz szükségesnek, aminek a már ugyancsak említett jel/zaj viszony-javulás stb. a következménye.

Az információ-tartalom helyes demodulálása azonban megkívánja, hogy a vevőben a hiányzó vivőhullámot ismét hozzáadjuk a felvett oldalsávhoz. A vevőben előállított mesterséges vivőhullám frekvenciájának és fázisának természetesen egyeznie kell az eredetiével, ezenkívül legalább akkorának kell lennie az amplitudójának, mint amekkorára a legnagyobb oldalhullámamplitudó; ellenkező esetben káros torzítás keletkezik. Ha a mesterséges vivőhullám frekvenciája pl. 10 Hz-cel eltér az eredetiétől, akkor — ha csak a vivőhullámot nyomjuk el, és mindkét oldalsávot átvisszük — a példaként már említett egyetlen 500 Hz frekvenciájú hanggal történő moduláció esetén két eltorzított — 490, ill. 510 Hz frekvenciájú — hang keletkezik. Éppen ez az oka annak, hogy az elnyomott vivőhullámú, kétoldalsávós átvitel (DSB = double side band) a gyakorlatban nem terjedt el: a helyben előállított vivőhullám frekvenciájának a legkisebb eltérése az átvitt információ elviselhetetlen torzításra vezet. Az elnyomott vivőhullámú, egyoldalsávós átvitelnél a mesterséges vivőhullám stabilitásával szemben támasztott követelmények már nem olyan nagyok, mert a mesterséges vivőhullám frekvenciájának a megváltozása — beszédátvitel esetén — csak a hangfrekvenciás sávnak magasabb vagy mélyebb fekvésűvé történő, de még elviselhető eltolódását okozza. Az amatőr-üzemben 30 Hz eltolódás még megengedhető. Zene közvetítésekor a mesterséges vivőhullám frekvenciájának az eredetiétől való eltérése — az alaphang és a felhangok viszonyának a megváltozása miatt — már sokkal kellemetlenebb torzítást okoz. Minthogy a kiváló minőségű átvitelt biztosító kereskedelmi és postai rádióforgalomban beszédátvitelnél maximálisan 10 Hz, zene átvitelénél pedig 1 Hz eltérést engednek meg, ezeken a helyeken a vivőhullám egy kis töredékét is kisugározzák, amely elegendő arra, hogy a vevő segédoszillátorát együttfutásra kényszerítse. Az amatőr rádiózásban rendes körülmények között rendelkezésünkre álló segédeszközöket figyelembe véve azt mondhatjuk, hogy amatőr viszonylatban csak az erősen csökkentett vivőhullámú egyoldalsávós átvitel (SSSC = single sideband suppressed carrier) jöhet szóba. Ennek a modulációs eljárásnak az alkalmazása is egy hangerősség-fokozattal javítja az összeköttetést, tehát kisebb teljesítményű csövekkel jobb hatásfokú adást tesz lehetővé.

Miután meggyőződünk az egyoldalsávós átvitel előnyeiről, vizsgáljuk meg megvalósításának az elvi lehetőségeit.

Két alapvető eljárást ismerünk:

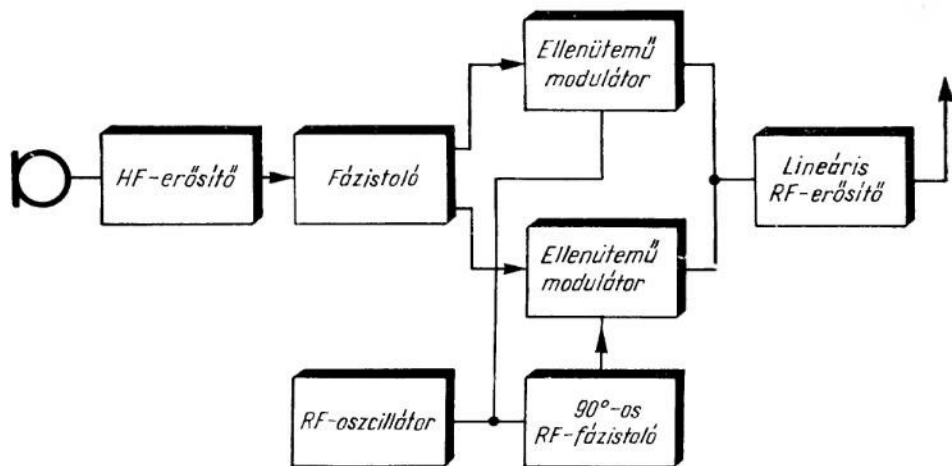
1. A *szűrő-módszer*. A vivőhullámot és az egyik oldalsávot kvarcszűrők vagy mechanikus szűrők segítségével vágjuk le. A módszer nagy anyagfelhasználást, különleges kvarcokat és szűrőket igényel, azonban számottevő üzemi előnyökkel rendelkezik.
2. A *fázis-módszer*. A vivőhullámot és az egyik oldalsávot a hangfrekvenciás és RF feszültségek megfelelő fázisban történő összegezésével küszöböljük ki. Így nem kell drága szűrőket alkalmaznunk, azonban nagyobb anyagfelhasználásra van szükség.



265. ábra. Szűrő-módszert alkalmazó egyoldalsávú adó blokkvázlata

A 265. ábrán a szűrő-módszert alkalmazó adó blokkvázlata látható. A szűrő kvarc-szűrőhid is lehet. Erre a célra 450 kHz körüli frekvenciájú kvarcok alkalmasak. Az első oszcillátor ebben az esetben 500 kHz körüli frekvencián működhet, és ezáltal egy keverő-fokozatot megtakaríthatunk. A második keverőfokozat után, amely 3,5 MHz frekvenciájú kimenő rezgést szolgáltat, lineáris erősítésű RF erősítőfokozat következik. A készülék tervezésénél és méretezésénél ügyelni kell arra, hogy zavaró felhullámok ne keletkezessenek; az ilyen jellegű zavarok megfelelő szűréssel és ellenütemű keverő-fokozat alkalmazásával elkerülhetők.

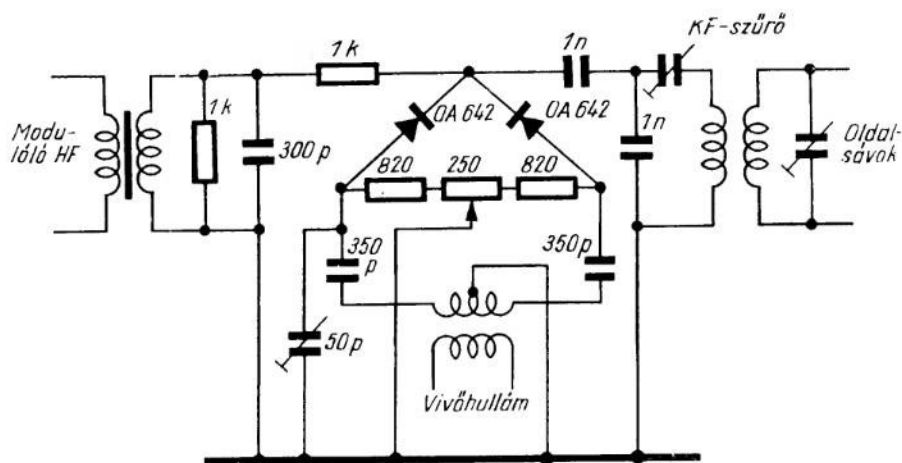
A 266. ábra a fázis-módszert alkalmazó egyoldalsávú adó elvi felépítését mutatja be. A moduláló hangfrekvenciás rezgést és az RF oszcillátor által szolgáltatott rezgést (az RF oszcillátor az üzemi frekvencián is rezeghet) is két-két, egymáshoz képest  $90^\circ$ -kal eltolt rezgésre bontjuk. Mindkét ellenütemű keverő-fokozatban egy-egy hangfrekvenciás és egy-egy RF rezgést keverünk össze. A vivőhullámot mindkét keverő-fokozat elnyomja, a megmaradó oldalsávok fázishelyezete pedig olyan, hogy egyikük eltűnik, a másik pedig felerősítve megy tovább. Ha az ilyen kettős ellenütemű



266. ábra. Fázis-módszert alkalmazó egyoldalsávú adó blokkvázlata

keverő-fokozat elég nagy teljesítményű, akkor a lineáris erősítésű RF erősítő-fokozatot meg is takaríthatjuk, és az antennát közvetlenül a keverő-fokozatra kapcsolhatjuk. A fázis-módszerű egyoldalsávú adó behangolása nehezebb, mint a szűrő-módszerűé. Akármelyik módszert is alkalmazzuk azonban, meg kell állapítanunk, hogy az egyoldalsávú modulációnál a wattonkénti költség nagyobb, mint amplitúdó-modulációnál.

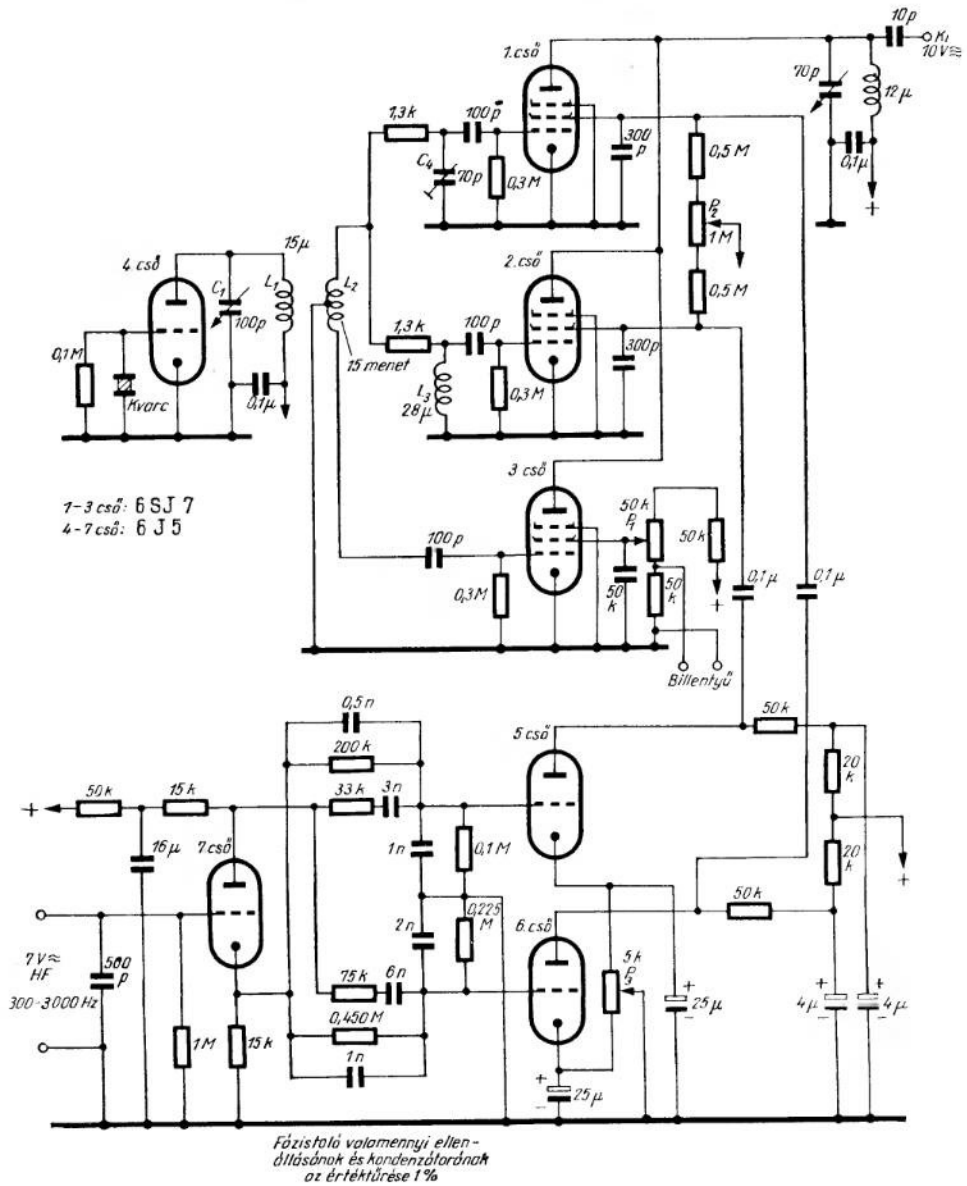
Végül közöljük mindkét módszer alapvető kapcsolását, hogy az amatőröknek lehetővé tegyük a megépítésüket. Természetesen ez csak öreg rókáknak való feladat, mert a hangolása igen nagy gyakorlatot igénylő, hosszadalmas munka. Először néhány vivőhullám-elynyomó kapcsolást ismertetünk. Az ilyen jellegű keverésre — a vivőfrekvenciás berendezésekhez hasonlóan — germánium-diódák is használhatók. Ilyen kapcsolást láthatunk a 267. ábrán. Az üzemi frekvencia 500 kHz körül van. A hangfrekvenciás transzformátor az előerősítő 600  $\Omega$  impedanciához illeszti. Az RF rezgést közönséges



267. ábra. Egyoldalsávú adóban alkalmazott diódás modulátor

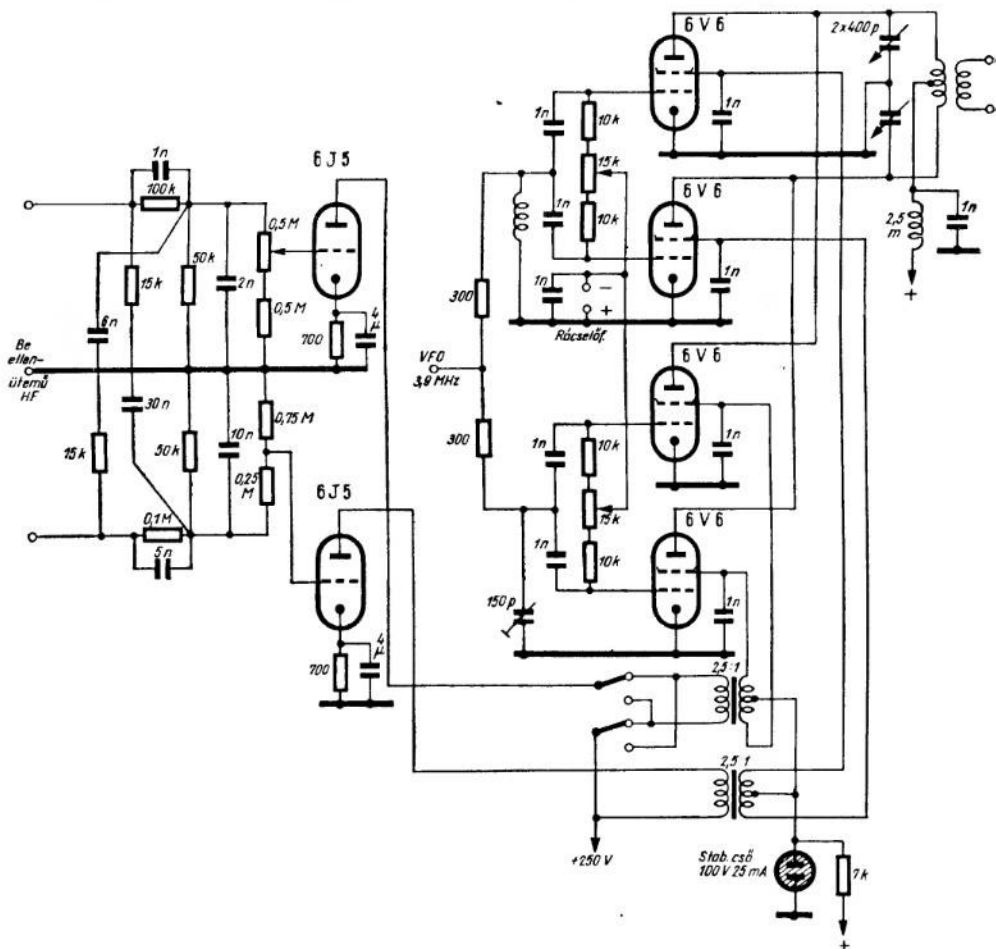
KF-szűrőről vesszük; a kis impedanciájú keverőkört 1 nF kapacitású kondenzátor illeszti a szűrőhöz. A vivőhullám elnyomását a 250  $\Omega$  ellenállású potencióméterrel állítjuk be. Ha a potencióméterrel nem sikerül, akkor az 50 pF kapacitású kondenzátort kell utánaállítani. A keverés folyamán akkor nem keletkezik torzítás ezekben a kapcsolásokban, ha az RF rezgés amplitúdója 6–10-szer akkora, mint a hangfrekvenciás rezgés; a szokásos hangfrekvenciás feszültség-érték 0,5 V körül, az RF feszültség értéke 5 és 7 V között van. A kapcsolásban a kereskedelemben is kapható germánium-diódák is alkalmazhatók; ügyelni kell arra, hogy ellenállásuk áteresztő irányban lehetőleg egyforma legyen. Az egymáshoz illő diódákat érzékeny ohm-mérővel kereshetjük ki. A kapcsolást rendkívül kis anyagszükséglete jellemzi.

A fázis-módszerrel nehézséget jelent az egész — 300 Hz és 3 kHz közötti — hangfrekvenciás tartomány fázisban 50°-kal történő elforgatása. Egyszerűbb, ha a hangfrekvenciás rezgést mindkét ágban 45–45°-kal toljuk el, és ezt a különbséget állandó értéken tartjuk. Az RF vivőhullámot kvarcvezérlésű oszcillátor állítja elő, amelynek az anódköréből két, egymáshoz képest 180°-kal eltolt rezgést veszünk le és kapcsolunk



268. ábra. Fázis-módszert alkalmazó egyoldalsávú adó kapcsolása

a modulátorra (268. ábra). Az egyik rezgés közvetlenül a vivő-komprenzáltást végző 3. csövet vezérli, a másik rezgést pedig RC-, ill. RL-osztóra vezetjük. Ha a  $C_4$  jelű kondenzátort és az  $L$  jelű tekercset az üzemi frekvencián  $1300 \Omega$  reaktanciára hangoljuk, akkor az osztókról a bemenő rezgéshez képest  $+45^\circ$ -kal, ill.  $-45^\circ$ -kal eltolt rezgése-



269. ábra. Fázis-módszert alkalmazó egyoldalsávú adó kapcsolása

ket vehetünk le. Ezt a két rezgést — amelyek között tehát  $90^\circ$  fáziskülönbség van — vezetjük az 1. és a 2. cső rácsára. A két cső segéd rácsára hangfrekvenciás feszültséget kapcsolunk, amelyek között ugyancsak  $90^\circ$  fáziskülönbség van. Ezek előállítását úgy történik, hogy a moduláló hangfrekvenciás rezgést triódás fázisfordító fokozat rácsára vezetjük; a cső anódjáról és katódjáról két egyenlő nagy, de egymáshoz képest  $180^\circ$ -kal eltolt feszültséget vehetünk le. Ezt a két feszültséget szélessávú fázistoló bemenetére kapcsoljuk; a kimenő kapcsokon megjelenő feszültségek fáziskülönbsége  $90^\circ$ . A fázistolóban alkalmazott kapcsolási elemek értékének megengedett legnagyobb túrése  $\pm 1\%$ . Az egyoldalsávú adó kivezrléséhez kb. 7 V hangfrekvenciás feszültség szükséges. A hangfrekvenciás fokozatok szimmetriáját a  $P_3$ , a vivőhullám-elnyomást pedig a  $P_1$ , és a  $P_2$  jelű potenciométerrel állítjuk be. Az adó táviró üzemben is használható; a modulátor bemenő kapcsait ilyenkor rövidre kell zárni, a 3. cső segéd rácskörébe pedig — a kivezetett csatlakozó hüvely párhoz — táviró billentyűt kell kap-



csolni. A készülék behangolásához RF csővoltmérő szükséges. A kristályvezérlésű oszcillátor anódköri forgókondenzátorát úgy kell beállítani, hogy a 3. cső rácsán 15 V, az 1. és a 2. cső rácsán pedig 7–8 V feszültség legyen. Ezután a  $P_1$  és a  $P_2$  jelű potenciométerekkel kikompenzáljuk a vívőhullámot. Ha most rábeszélünk a mikrofonra, akkor az RF kimenő feszültség értéke kb. a százszorosára emelkedik.

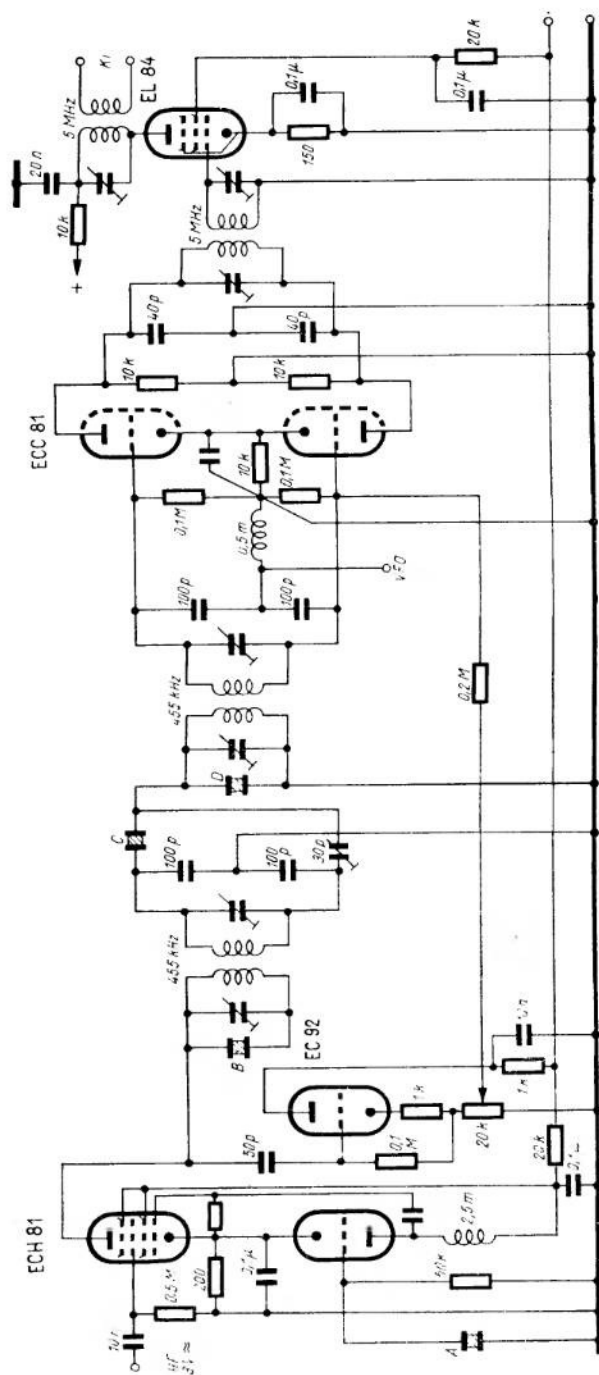
A modulátor után még egy keverő-fokozatot kell kapcsolni, amely az adást valamelyik amatőr-sávba transzponálja. Frekvenciakétszerezés nem alkalmazható, a kívánt frekvenciát keverés útján kell előállítani. Minthogy a frekvenciatranszponálás általánoságban jól ismert, nem szükséges bővebben foglalkoznunk vele.

Az ismertetett kapcsolást OZ 7 T adta meg, és az a gyakorlatban jól bevált. A most következőkben egy másik — W 2 UNJ-től származó — érdekes kapcsolást ismertetünk; ez a 269. ábrán látható. Az előzőtől a hangfrekvenciás fázistolás és a vívőhullámenlyomás módjában, továbbá a vívőfrekvencia értékében különbözik. A 3,8 MHz-es sávban folyamatosan hangolható, különálló oszcillátort alkalmaz. Az oszcillátorban előállított RF rezgést — az előző kapcsoláshoz hasonlóan — RC-, ill. RL-osztó segítségével  $+45^\circ$ -kal, ill.  $-45^\circ$ -kal eltoljuk, és a két rezgést két-két 6 V 6 típusú cső rácsára vezetjük, két-két cső anódját pedig keresztben összekapcsoljuk. A moduláló hangfrekvenciás feszültséget ugyancsak két, egymáshoz képest fázisban  $90^\circ$ -kal eltolt feszültségé alakítjuk át, és ezeket — két transzformátor közbeiktatásával — a csövek segédrácsára kapcsoljuk. Ha az egyik transzformátor primer csatlakozó vezetékét felcseréljük, akkor ezzel felcseréljük az elnyomott és a kisugárzott oldalsávot. A segéd-rácsok tápfeszültségét ködfénylámpával stabilizáljuk. A berendezés anyagszükséglete nem túlságosan nagy; kezdetnek ez a kapcsolat a legalkalmasabb. A vívőhullámenlyomása a rácskörben történik; beállítását úgy végezzük, hogy abszorpciós hullámmérőt csatolunk lazán az anódkörhöz, és a potenciométerekkel beállítjuk a minimális kitérést. Hogy a kiválasztott oldalsáv elnyomása kielégítő-e, azt kvarcszűrős rövidhullámú vevővel állapíthatjuk meg. Az elnyomást oszcilloszkóppal is ellenőrizhetjük: a képnek olyannak kell lennie, mint modulálatlan vívőhullám esetén.

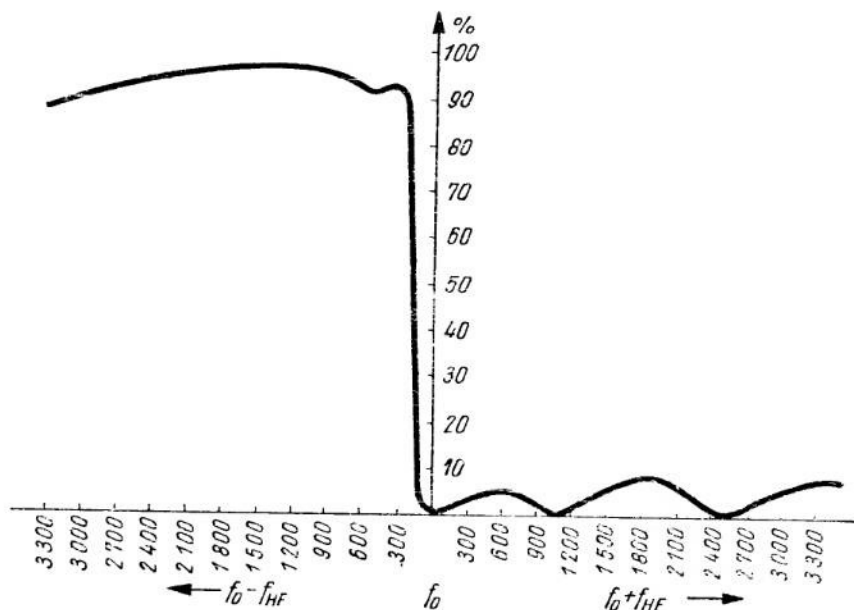
Befejezésül egy, a szűrő-módszert alkalmazó egyoldalsávot ismertetünk, ámbár nem valószínű, hogy amatőr ilyen építhessen magának, mert a kvarcok nagyon megrágítják; kereskedelmi forgalom részére már építettek ilyen adót. Kapcsolását a 270. ábra mutatja. Az első oszcillátor 450 kHz-en rezeg. Ezt követi a szűrő, amely négy kvarcot tartalmaz; frekvenciagörbéje a 271. ábrán látható. Igen meredek vágású, a teljes vágás kb. 300 Hz-en belül következik be; áteresztősávja 3,6 kHz szélességű. A modulátor után még egy keverő-fokozatot kell kapcsolni, amely az adást valamelyik amatőr-sávba transzponálja. Az oszcillátornak 3,4 és 3,55 MHz között folyamatosan hangolhatóknak kell lennie. A kapcsolat a keverő-fokozat után még egy EL 84 típusú csővel működő elválasztó-fokozatot is tartalmaz. A vívőhullám újra-bekeverésére külön katóderősítő szolgál.

Az egyoldalsávot adás vételére bármelyik amatőrszupervevő alkalmas, amely modulálatlan távirójelek vételére szolgáló lebegtető oszcillátort tartalmaz. A behangolás ugyanúgy történik, mint a modulálatlan távirójelek vételkor. Ezzel kapcsolatban a következőkre kell ügyelni:

1. A fading szabályozó feszültséget állandóan kikapcsolva kell tartani.
2. A kézi RF erősítés-szabályozást az oldalsáv közepére hangolással egyidejűleg a lehető legkisebbre kell állítani.
3. A hangfrekvenciás erősítés-szabályozót a legnagyobb hangerősségre kell állítani.



270. ábra. Szűrő-módszert alkalmazó egyoldalsávú adó kapcsolása

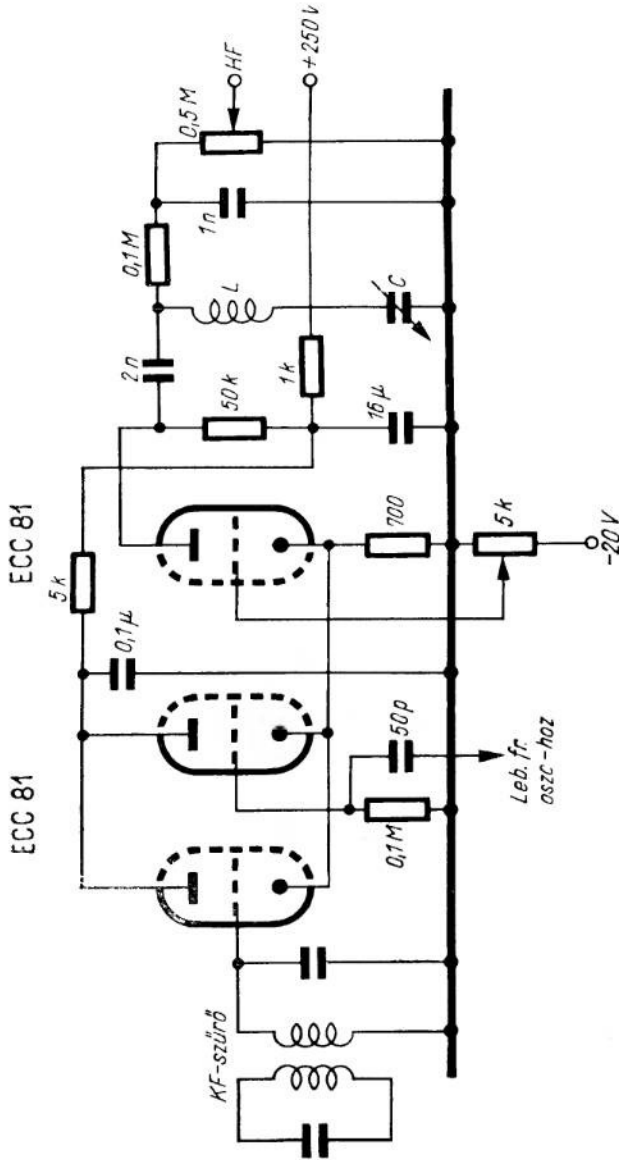


271. ábra. Az alkalmazott kvarcszűrő frekvenciaátviteli jelleggörbéje

4. A lebegtető oszcillátort csak ezután szabad bekapcsolni, és finoman be kell hangolni a legjobb vételre.

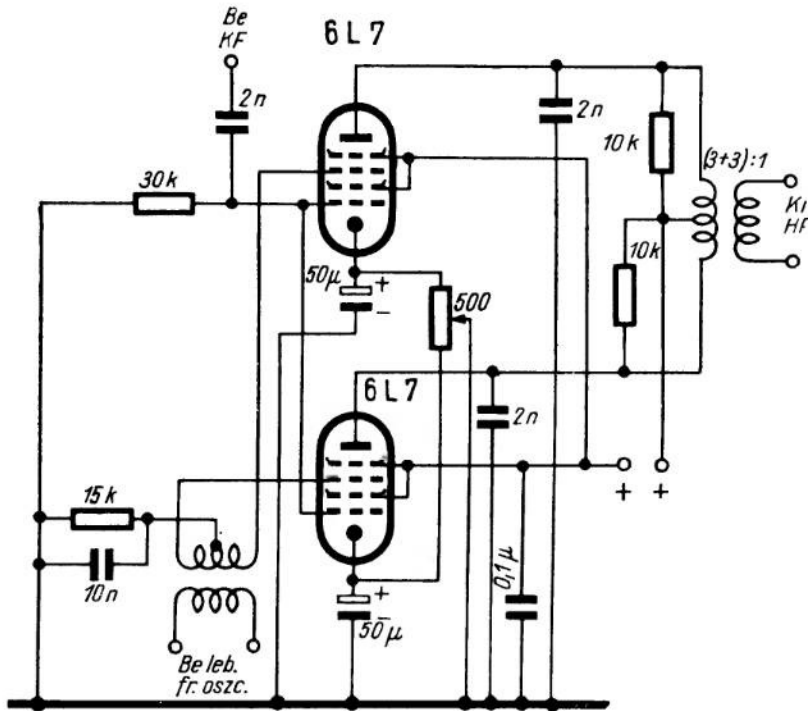
Annak ellenére, hogy a vétel így is megoldható, üzemi szempontból sokkal előnyösebb, ha — miután közelebbről megismerkedtünk az egyoldalsávú átvitel technikájával — speciális demodulátor-kapcsolást alkalmazunk. Elsősorban a szorzatdetektort kell megemlítenünk. Mint a 272. ábra mutatja, három triódából áll. Kettő közülük — katódkövető kapcsolásban — a jelfeszültséget, ill. a lebegtetős oszcillátor feszültségét erősíti; közös,  $700\ \Omega$  értékű katódeellenállásra dolgoznak. A két rezgés keverését és egyenirányítását a harmadik dóda végzi; ennek az anódkörében van a hangfrekvenciás munkaellenállás. A harmadik trióda vezérlőrácsa a jelfeszültség szempontjából földelt, azonban az  $5\ \text{k}\Omega$  ellenállású potenciométerrel szabályozható negatív előfeszültséget kap. Az előfeszültség megfelelő beállításával elérhető, hogy a lehető legkisebb keresztmodulációs torzítás keletkezzék. A potenciométer egy bizonyos állásában — kikapcsolt lebegtető oszcillátor mellett — a demodulátor kimenetén egyáltalában nincs hangfrekvenciás feszültség, hanem csak a lebegtető oszcillátor bekapcsolásakor jelenik meg. Ügyelni kell arra, hogy az előfeszültség jól szűrt legyen, nehogy zavaró hálózati bűgás kerüljön a hangfrekvenciás részbe. A lebegtető oszcillátorból származó RF rezgést soros rezgőkör szűri ki.

Egy másik ismert kapcsolás a demodulációt ellenütemű keverő-fokozattal oldja meg; kapcsolása a 273. ábrán látható. A két hexóda első rácsát egyező fázisú KF jel, harmadik rácsát pedig a lebegtető oszcillátorból ellenütemben betáplált RF rezgés vezérli; a két cső anódjáról ugyancsak ellenütemű hangfrekvenciás feszültség vehető le. Ez a kapcsolás a fázishelyzetet érzékelő demodulátorok csoportjába tartozik; a szimmetriát a katódkörben kell beállítani.



272. ábra. Szorzatdetektor

Ezzel befejezzük a különleges modulációs eljárások elvi ismertetését. Azok az amatőrök, akik mélyebben be akarnak hatolni erre az érdekes területre, a nemzetközi szakirodalomban találhatnak közelebbi útbaigazítást. Kétségtelen, hogy a különböző impulzusmodulációs módszerek és az egyoldalsávú moduláció alkalmazhatósága kor-



273. ábra. A fázishelyzetet érzékelő egyoldalsávú demodulátor

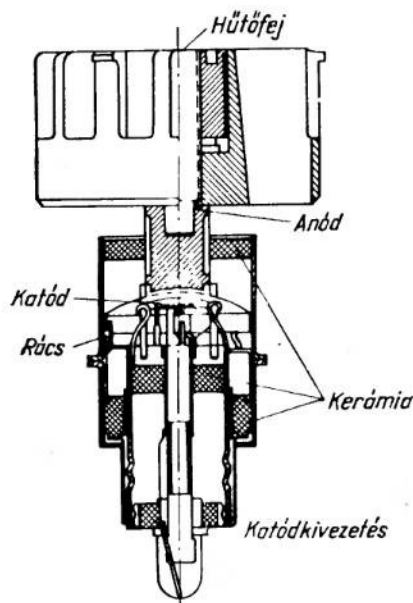
látott, és nagy szaktudást kíván meg az amatőrtől. Ennek ellenére és mindenek tudatában foglalkoztunk mégis ezekkel a modulációs eljárásokkal; célunk az volt, hogy igazoljuk: az amatőr-technika még nem érkezett el a fejlődésének a végéhez. A kutatásra hajló amatőr számára külön gyönyörűség, ha kipróbálhat egy új kapcsolást, és ezzel is hozzájárulhat a technika továbbfejlesztéséhez. Nyugat-Németországban 3–5 amatőrállomás kész egyoldalsávú modulációjú adások vételére; ezek között van DL 6 WL, DL 3 RH és DJ 1 OG. Az európai zónában kerekén 40–50 egyoldalsávú modulációjú állomás működik.

## 6.8 ULTRARÖVIDHULLÁMÚ ADÓK

### 6.81 Az URH adók jellegzetességei

Minél nagyobb az üzemi frekvencia, annál nehezebb stabil és megfelelően nagy teljesítményű adót építeni, minthogy a már ismert teljesítmény-korlátozó tényezőkhöz még újabbak járulnak. A frekvencia növekedésével egyre csökken az adó hatásfoka. A végfokozatban pl. igen nagy erősségű anódáram szükséges már kis kimenő teljesítmény eléréséhez is, a csőkapacitások csillapító hatása pedig egyre jobban érvényesül. Ha pl. a cső rács-katódkapacitása 1 pF, a vezérlő feszültség pedig 50 V, akkor a kapacitív áram 144 MHz-en közel 50 mA! Ezt az áram-többletet a meghajtó-fokozatnak kell szolgáltatnia, a szükséges meghajtó teljesítmény ennek következtében nagy mértékben megnő. Öngerjesztésű adónál ez az oka annak, ha nem indul meg az oszcilláció. 100 MHz-nél nagyobb frekvenciákon ezenkívül a legtöbb, a kereskedelemben is kapható cső felmondja a szolgálatot. Sztatikus meredekségük, bemenő és kimenő ellenállásuk nagymértékben megváltozik. A meredekség fázisszöge növekvő frekvenciával nő, a be- és kimenő ellenállás a csökkenő hullámhosszal négyzetesen csökken. Hogy

nagyobb frekvenciákon is dolgozhassunk, speciális, kis be- és kimenő kapacitású csöveket kell alkalmaznunk. Az RV 12 P 2000 típusú cső példát mutatott arra, hogy célszerű elektróda-elrendezéssel és csőfej-kialakítással 300 MHz-ig használható RF erősítő-cső is készíthető. Ma a miniatűr- és a novál-csövek töltik be ezt a szerepet. Ismertek még az ún. makk-csövek, amelynek a csőlábai sugárirányban állnak ki a gyűrű alakú lapításból. Az elektróda-méretnek csökkentése azonban nemcsak a belső kapacitások csökkentésére, hanem kisebb terhelhetőségre is vezetett: könnyen elképzelhető ugyanis, hogy a 0,5 cm<sup>2</sup> felületű anód nem tud 10 W anódvesztésnek megfelelő hő sugárzás útján leadni. A hőszállítás javítható különleges anódkonstrukcióval (pl. az LD 1 típusú csőnél), vagy az anódlemez feketítésével, nagy teljesítmények azonban még így sem érhetők el a megszokott felépítésű csövekkel. Éppen ezért áttértek a laposkatódú, gyűrűs kivezetésű, koaxiális elrendezésű csövekre (274. ábra). Az ilyen síktriódáknak (pl. LD 9, LD 11, GI 446, 2 C 40, EC 56) igen kicsik a belső kapacitásai, és 50 W teljesítményt is képesek leadni.



274. ábra. LD 12 típusú síktrióda szerkezete

Az amatőr, aki nagy távolságokat kíván áthidalni, az öngerjesztésű adók rossz hatásfoka következtében többnyire többfokozatú adót kénytelen építeni. Nagy frekvenciákon azonban nemcsak a csövek okoznak nehézséget, hanem a rezgőkörök is: koncentrált elemekből álló rezgőkörökkel csak kis — néhány ezer  $\Omega$  — értékű rezonanciaellenállás érhető el. Ugyancsak erősen érezteti hatását a bőr-hatás is, ami nagy átmérőjű, nagy keresztmetszetű huzalból készült, ezüstözött tekercsek készítését teszi

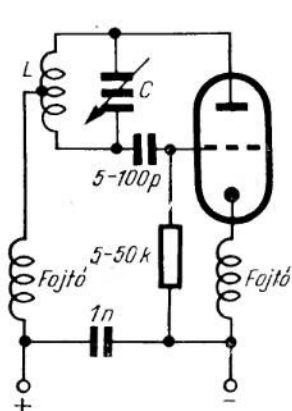
szükségessé. Előnyösebb, ha elosztott kapacitásokból és induktivitásokból álló rezgőköröket alkalmazunk; a vevőkhöz hasonlóan az adókban is elterjedtek a Lecher-körök és a koaxiális tápvonal-darabokból készített üreg-rezonátorok. Az ultrarövid hullámoknak a rezgékeltéssel kapcsolatos nehézségekkel szemben azonban olyan előnyük is van, amely kiegyenlíti azt a hátrányt, hogy egyszerű felépítésű adóval csak kis teljesítmény sugározható ki: ez az előny pedig az, hogy könnyűszerrel építhetők élesen nyaláboló, kisebb teljesítménnyel is nagyobb távolságok áthidalását lehetővé tevő URH antennák. Másik előny az, hogy az URH sávokon sokkal szabadabb kezünk van a különféle modulációs rendszerek, antennák és kapcsolások kipróbálására.

Egyszerű, egyfokozatú adóval kb. 5 W teljesítmény érhető el; frekvenciaállandósága igen csekély. Egyszerű felépítésű, de többfokozatú adóval könnyen elérhetünk 10 W vagy még nagyobb teljesítményt is; anyagszükségletük mindenesetre jóval nagyobb. A stabil URH adók több frekvenciatöbbszörös fokozatot tartalmaznak.

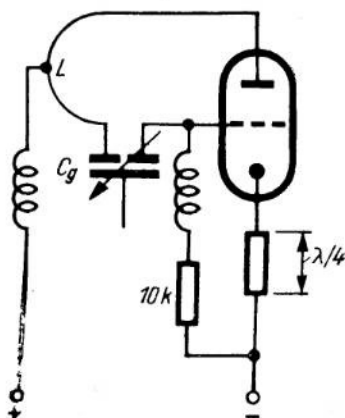
Mint hogy ma már az URH-tartományban is lényeges az igen jó frekvenciastabilitás, az állomásépítésnél előnyben kell részesíteni a többfokozatú, kvarcvezérlésű adókat. Ha mégis ismertetünk néhány öngerjesztésű kisadó-kapcsolást is, azt csak azért tesszük, mert sokan éppen URH-on szívesen folytatnak mozgó üzemet, arra pedig a 12-csöves, kvarcvezérlésű adó nem alkalmas. Ezeknél a kisadónál is ügyelni kell azonban a helyes villamos felépítésre és a mechanikai stabilitásra. Másik oka annak, hogy öngerjesztésű adókat is ismertetünk, az, hogy a kezdő amatőr mégsem indulhat el egy komplikált készülékkel. Mindenesetre fel kell hívnunk a figyelmet arra, hogy az amatőr rádiózás érdekében öngerjesztésű adót állomásadóként, tartós üzemben nem szabad használni.

## 6.82 Egyszerű öngerjesztésű adó

Egyszerű, ultraaudion-kapcsolású trióda (275. ábra) megfelelő hangolt körrel kb. 2 m hullámhosszúságig használható rezgékeltésre. Ügyelni kell arra, hogy az adás frekvenciáját a rácskondenzátor kapacitása is befolyásolja. A rácskondenzátorral bizonyos mértékig még akkor is hangolhatjuk az adót, ha hangolókapacitásnak a cső-



275. ábra. Hárompontkapcsolású URH adó



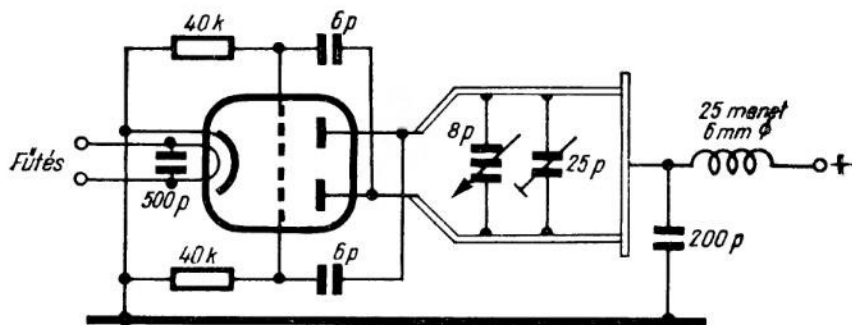
276. ábra. Hárompontkapcsolású deciméterhullámú adó



kapacitást használjuk fel. Igen rövid hullámokon rácskondenzátorként differenciál-forgót alkalmazhatunk (276. ábra). A rezgőkör kialakítása attól függ, hogy milyen hullámsávon akarjuk használni az adót. 220 MHz-ig koncentrált elemekből összeállított rezgőkört is építhetünk, ám bár a tekercs ezen a frekvencián már nagyon rövid, és nagy rezonancia-ellenállás nem érhető el. 420 MHz-en a tekercs már csak egy 40 mm hosszú és 15 mm széles patkó-alakú hurokból áll. A legjobban az LD 1; 955; SD 1 a; RL 2,4 T 1 és EC 92 típusú csövek rezegnek. Ha az URH-on szokásos kivitelű rezgőköröket rezonancia-ellenállásuk sorrendjében írjuk fel, akkor a következő összeállítást kapjuk:

1. Cső- és üregezonátorok ( $Z_r = 0,1 \text{ M}\Omega$ -ig),
2. Lecher-körök ( $Z_r = 10 \text{ k}\Omega$ -ig),
3. pillangó-körök ( $Z_r = 5 \text{ k}\Omega$ -ig),
4. koncentrált kapacitásból és induktivitásból összeállított hangolt körök ( $Z_r = 1 \text{ k}\Omega$ -ig).

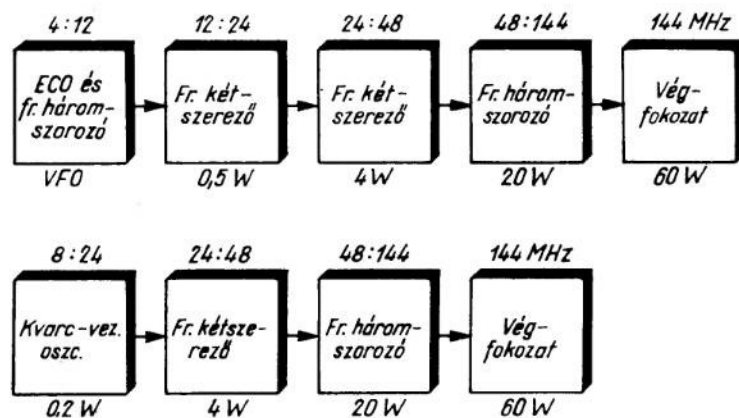
Körülbelül ugyanez a rezgőkör elkészítésének a nehézségi sorrendje is. A koncentrált kapacitásból és induktivitásból álló kör általánosan ismert, csak URH-on más a hangolás módja: történhet vagy csak a kapacitás, vagy csak az induktivitás, vagy mindkettő változtatásával. A legnagyobb frekvenciaátfogás a pillangó-körrel érhető el. Amatőrcélokra legmegfelelőbb és legstabilabb működésű a Lecher-kör. Készülhet vörösréz-rúdból, vörösréz- vagy sárgaréz-csőből; még jobb a kerámiaúdra égetett ezüst. A hőtágulási együtthatója az invar-acélnak a legkisebb; aki megteheti, ebből készítése a Lecher-kört. Fontos mindkét végének a merev megfogása, nehogy mechanikai torzulás megbontsa a szimmetriáját. Hossza a 144 MHz-es sávban kb. 150 mm. A Lecher-kört alkotó csöveknek az elektroncső felőli végét az osztott állórészű forgóra forrasztjuk, másik végébe pedig kis, 4 mm-es kalit-rudacskákat dugunk, amelyeket a szerelőlapra erősített banánhüvelyekbe erősítünk. A szimmetrikus Lecher-kör nem rezeg stabilan a 276. ábra szerinti kapcsolásban; jobb, ha ellenütemű kapcsolást (277. ábra) alkalmazunk, ECC 91, 6 J 6 vagy ECC 81 típusú csővel. Ezzel a kis adóval 1–2 W kimenő teljesítmény érhető el. A kapcsolás 420 MHz-en is használható. Stabilitása sok gyakorlati célra kielégítő; állomásba beépített adónak, tartós üzemre azonban nem felel meg. A technika mai állása szerint az URH állomás adójának kvarcvezérlésűnek és többfokozatúnak kell lennie.



277. ábra. Deciméterhullámú ellenütemű oszcillátor

### 6.83 Többfokozatú adó

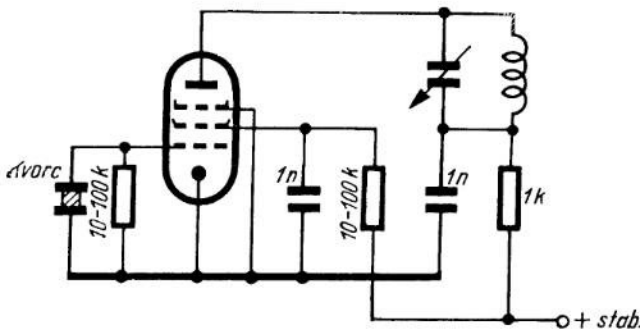
Nagy stabilitás csak úgy érhető el, ha az oszcillátor- és a végfokozat közötti csatolás olyan, hogy a végfokozat nem hathat vissza az oszcillátorra. A hosszabb hullámú sávokban többnyire két- vagy háromfokozatú adó is megfelel; URH-adókban azonban több fokozatra van szükség, mert az oszcillátor-frekvencia rendszerint nagyon kicsi az üzemi frekvenciához képest, és a meghajtó és a kimenő teljesítmény aránya kedvezőtlenebb, mint hosszabb hullámokon. A megállapodások értelmében kvarcvezérlésű, állandó frekvencián működő oszcillátort kell alkalmazni; folyamatosan hangolható oszcillátor csak arra használható, hogy az állomás felhívja magára a figyelmet.



278. ábra. Kétféle URH adó blokkvázlata

Tételezzük fel, hogy a végfokozatnak 144 MHz-en 50 W RF teljesítményt kell szolgáltatnia. A tapasztalat szerint koncentrált elemekből álló rezgőkör esetén a meghajtó teljesítménynek a kimenő teljesítmény  $\frac{1}{3}$  részével kell egyenlőnek lennie; Lecherkör vagy üregrezonátor esetén a kimenő teljesítmény  $\frac{1}{4}$  része is elegendő. A meghajtó teljesítménynek azonban még ebben az esetben is 15–20 W-nak kell lennie, ennyit pedig ezen a frekvencián stabil oszcillátor közvetlenül nem tud szolgáltatni. Ha a meghajtó fokozatot frekvenciaháromszorozásra is felhasználjuk, akkor ezt 48 MHz frekvencián, a végfokozat meghajtó teljesítményének kb.  $\frac{1}{3}$  részével, kerekén 4 W-tal kell meghajtani. Az oszcillátor azonban ekkora teljesítményt sem tud szolgáltatni, úgyhogy a legcélszerűbb, ha még egy frekvenciakétszerező fokozatot kapcsolunk közbe, amelyet 24 MHz-en, a frekvenciaháromszorozó fokozathoz szükséges meghajtóteljesítmény  $\frac{1}{8}$  részével, kerekén 0,5 W-tal kell vezérelni. Ezt a teljesítményt már vehetjük közvetlenül a kvarcvezérlésű oszcillátorból, vagy esetleg egy további közbenső — frekvenciakétszerező vagy háromszorozó — fokozatból; az oszcillátor tehát végeredményben 8 vagy 4 MHz-en működhet. Az oszcillátort vezérlő kvarc-kristályok — a közbenső fokozatok frekvenciaugrásaitól függően — 4, 8 vagy 12 MHz önfrekvenciájuk lehetnek (legelterjedtebb a 8 MHz-es kristály alkalmazása), és ez már magában véve nagy stabilitást biztosít az igen nagy frekvenciájú sávokon is. Kristályvezérlésű oszcillátor esetén adott esetben egy fokozat megtakarítható. Folyamatosan hangolható oszcillátor esetén frekvenciaháromszorozó ECO-kapcsolást célszerű alkalmazni, utána következő frekvenciakétszerező fokozattal. Könnyebb érthetőség

EF 80



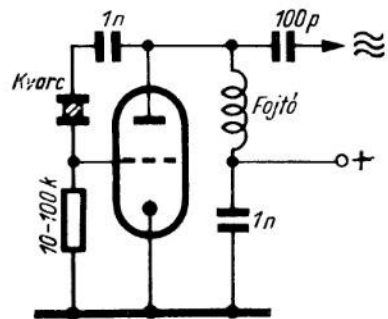
279. ábra. Kvarcvezérlésű Pierce-oszcillátor

használhatók, addig a kvarcvezérlésű oszcillátorokkal kapcsolatosan néhány megjegyzést kell tennünk. A legegyszerűbb kvarcvezérlésű oszcillátor-kapcsolás a *Pierce-oszcillátor* (279. ábra), amelyben a kvarcot a rác és a katód közé kapcsoljuk, az anódkört pedig a kvarc önfrekvenciájánál valamivel nagyobb frekvenciára hangoljuk. Az oszcilláció a *Huth-Kühn*-kapcsolással azonos módon történik. A kvarcot terhelő áram a rácslévezető ellenállás értékének a megfelelő megválasztásával szabályozható. Minél nagyobb a rácslévezető ellenállás, annál nagyobb áram terheli a kristályt. Az alkalmazott cső akár trióda,

kedvéért a 278. ábrán URH adók blokkvázlatát közöljük. Már ezekből is szembe tűnik a nagyobb anyagszükséglet; ritkán fordul csak elő, hogy 3–4 csővel kijöjünk.

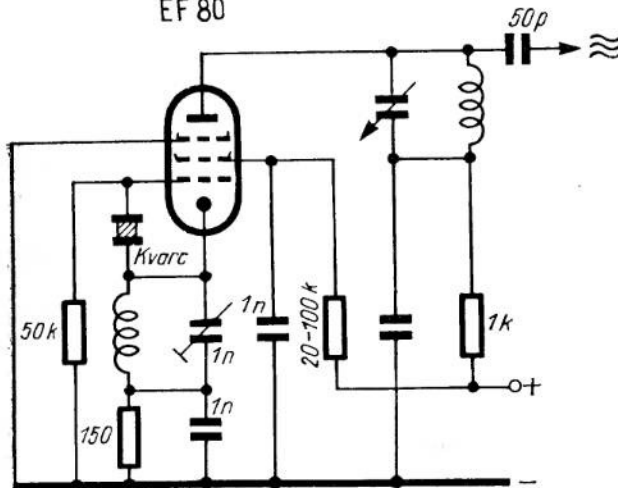
Míg az általánosan ismert folyamatosan hangolható oszcillátor-kapcsolások a tekercsek és a kondenzátorok megfelelő méretezésével minden további nélkül fel-

EC 92



280. ábra. A 279. ábra szerinti kapcsolás egy változata

EF 80



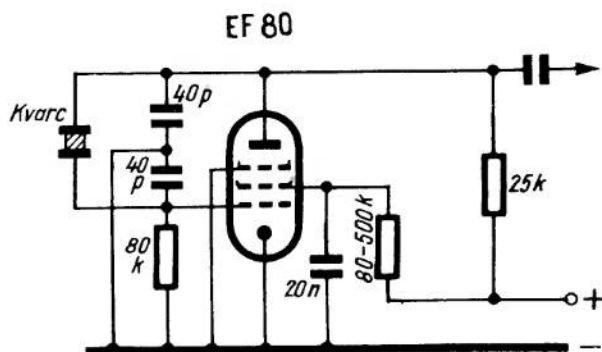
281. ábra. Kvarcvezérlésű tritet-oszcillátor

akár pentóda lehet. A *Pierce-oszcillátor* egy változatát mutatja be a 280. ábra.

A 279. ábrán bemutatott oszcillátor anódköre a kvarc önfrekvenciájának valamelyik harmonikusára is hangolható; a rezgés amplitúdója ez esetben azonban mindenképpen kisebb, mint az alapfrekvencián.

Másik, igen elterjedt kapcsolás a tritet-oszcillátor; kapcsolása a 281. ábrán látható. Kvarcvezérlésű ECO-kapcsolásként is felfogható. A katód RF feszültségen

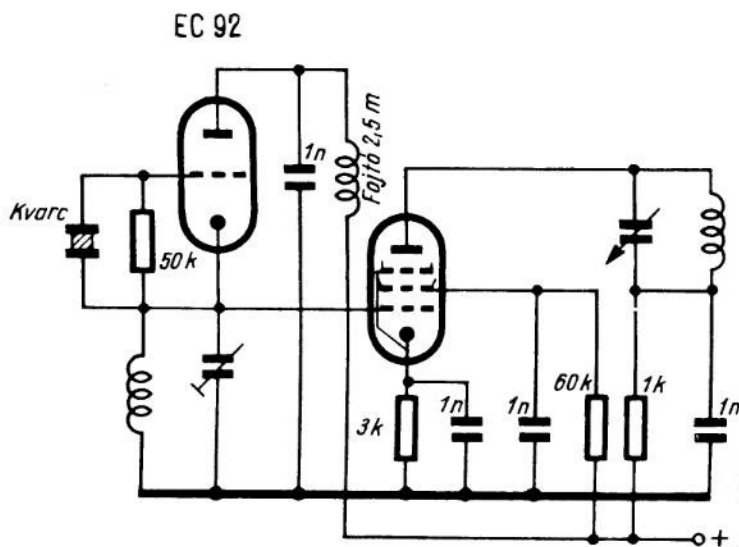
van, a segédrács a rezgő rendszer anódja, maga azonban RF szempontból földelt. Az anódkört mindenképpen a kvarc önfrekvenciájának valamelyik harmonikusára hangoljuk, mert különben visszacsatolás keletkezhetne, amely a kvarc túlterhelését okozhatja. A katódkört valamivel nagyobb frekvenciára kell hangolni, mint a kristály önfrekvenciája. A kört úgy kell beállítani, hogy az anódkörben a legnagyobb legyen a RF rezgés amplitúdója, az oszcillátor pedig még biztosan rezgjen. Az URH gyakorlatban a harmadik harmonikusra szokás hangolni az anódkört, ámber a kapcsolás nagyobb mértékű frekvenciasokszorozásra is alkalmas.



282. ábra. Kvarcvezérlésű oszcillátor kapacitív visszacsatolással

A 282. ábrán bemutatott kvarcvezérlésű oszcillátorkapcsolás a Colpitts-oszcillátorból származtatható. A kvarccal párhuzamosan kapcsolt kondenzátorok kapacitív feszültségosztót képeznek; erről vesszük le a visszacsatoló feszültséget. A kvarc terhelését és az RF rezgés amplitúdóját a segédrácsellenállással lehet beállítani. Ha növelni akarjuk az RF rezgés amplitúdóját, akkor a 25 kΩ értékű anódmunkaellenállás helyére rezgőkört kapcsolunk.

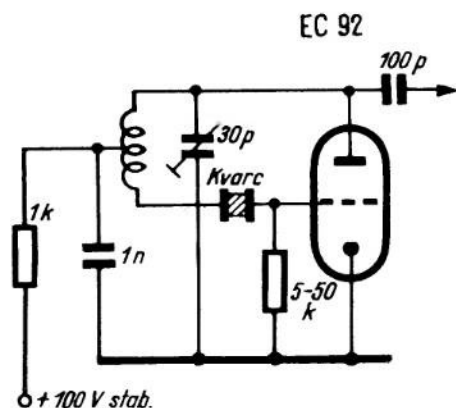
W2 AMJ amerikai amatőr a Lestet-kapcsolást (283. ábra) alkalmazza. Ez lényegében azonos a 240. ábra szerinti tritet-kapcsolással, azonban két cső végzi ugyanazt, mint



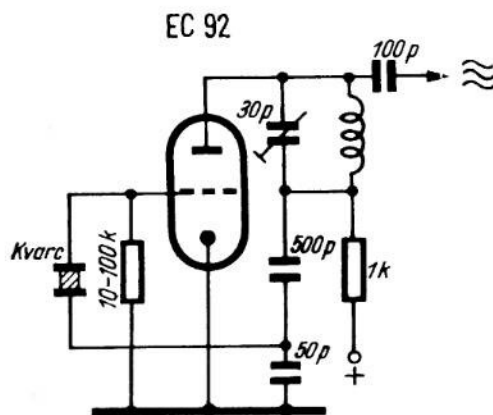
283. ábra. Lestet-kapcsolás

a trítet-kapcsolás egyetlen csöve. A trióda *Pierce*-oszillátor-kapcsolásban működik. Azáltal, hogy az egy cső funkcióját két részre bontottuk, jobb lehetőség nyílik a munkapontok kedvezőbb beállítására. A kapcsolás harmonikus-tartalma különösen nagy.

Valamennyi eddig ismertetett oszillátor-kapcsolásnál ügyelni kell arra, hogy a kvarcnak se a termikus, se az elektromos igénybevétele ne haladja meg a megengedett mértéket. A kvarc sokat emlegetett frekvenciaállandósága már akkor is veszélyben forog, ha a hőmérséklete a RF áram következtében csak néhány fokkal megnő. Az a legjobb, ha az oszillátor csak egészen gyengén rezeg, és az utána következő erősítő fokozatról vesszük le a szükséges vezérlő feszültséget. A tranzisztorteknikában pl. vannak olyan oszillátorkapcsolások, amelyek néhány  $\mu\text{W}$  energiával stabilan rezegnek.



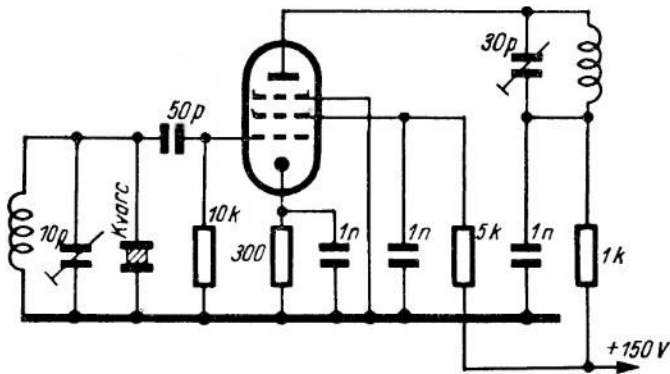
284. ábra. Squier-féle felhang-oszillátor



285. ábra. Felhang-oszillátor kapacitív visszacsatolással

Az ismertetett oszillátorokban fokozatonként legfeljebb négyszeres frekvencia-többszörözés végezhető. Ha a frekvenciát egyetlen fokozatban pl. a harmincszorosára kell növelni, akkor felhang-oszillátort kell alkalmazni. Ha egy kvarcot közvetlenül valamelyik felhangján gerjesztünk, a keletkező rezgés nem lesz az alulfrekvenciának egész számú többszöröse (felhang-oszillátor). A 284. ábra a Squier-féle felhang-oszillátor-kapcsolást mutatja be. Az ultra-audion-kapcsolásból származtatható; egyedül abban tér el attól, hogy a rács-kondenzátor helyére a kvarcot kapcsoljuk. A visszacsatolás mértékét a tekercsen készített megcsapolás helye határozza meg; a megcsapolás helyének a megváltoztatása elhangolja a rezgőkört, ezért ilyenkor utána kell hangolni. A visszacsatoló menetek száma a rezgőkör teljes inductívitásának az  $\frac{1}{3}$ – $\frac{1}{5}$  része. Üzembehelyezéskor milliampermértőt kapcsolunk az anódkörbe, és végigforgatjuk a rezgőkör hangoló-kondenzátorát. A kondenzátor egy bizonyos állásában az anóráram hirtelenül mélyen visszaesik, tovább forgatva a kondenzátort ismét hirtelenül az előző értékére nő (ezt a jelenséget nevezik „dip”-nek). Ha az oszillátor az egész sávban rezeg — ennek a jele az állandó, kis értékű anóráram, amely megnő, ha az ujjunkat a cső rácsához érintjük —, akkor a visszacsatolást lazábbra kell venni. A 285. ábrán közölt kapcsolásban az anódkör „hideg” végéhez csatlakozó kapacitív feszültségosztóról vesszük a visszacsatoló feszültséget. Minél kisebb a kvarc és a föld közé kapcsolt kondenzátor kapacitása, annál erősebb a visszacsatolás.

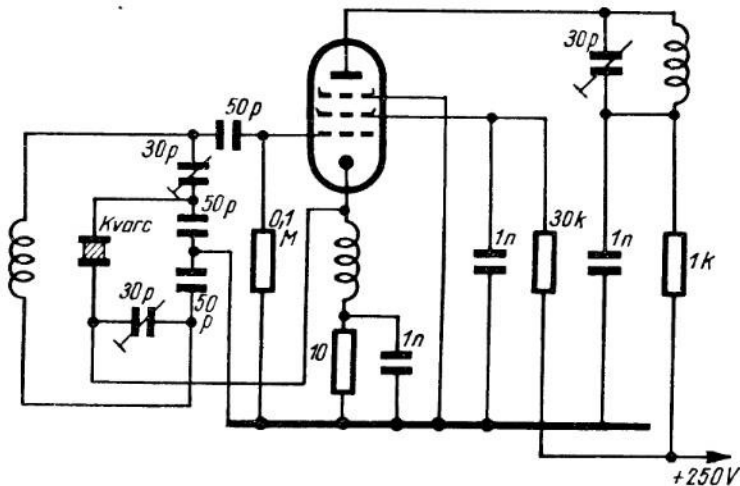
## EF 80, 6 AK 5



286. ábra. Felhang-oszcillátor

50 pF kapacitású kondenzátor esetén a 9 MHz önfrekvenciájú kvarc minden nehézség nélkül rezeg a harmadik harmonikusán. Ha a felhang-oszcillátorban trióda helyett pentódát alkalmazunk, akkor még magasabb felhangok is gerjeszthetők. A 286. ábra a készülégyártó iparban is használt felhang oszcillátor-kapcsolást mutat be. A kapcsolás a harmonikus rezgésre méretezett *Huth—Kühn*-oszcillátor, amely akkor kelt RF rezgéseket, ha a rácskörbe kapcsolt kristály rezonáns rezgéseket végez. A rácskört a kívánt felhangra kell hangolni, de úgy, hogy még induktív maradjon. Különösen jól bevált a 287. ábrán látható kapcsolás: a *Gratama* és *de Leuw* által ismertetett  $\varphi$ -oszcillátor. A cső katódja ebben a kapcsolásban RF feszültségen van. A rács és a

## EL 83

287. ábra. Gratama- és de Leuw-féle  $\varphi$ -oszcillátor

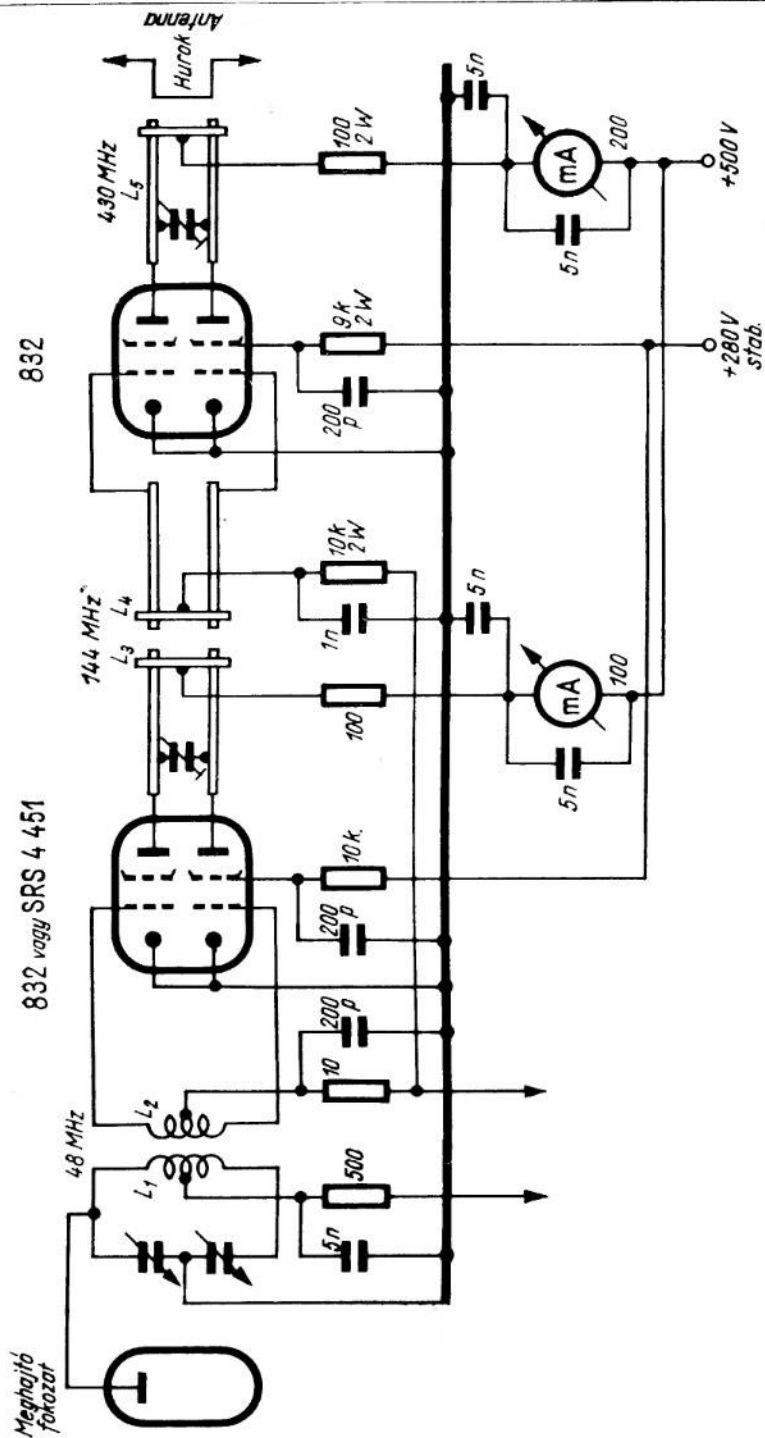
katód közé kapcsolt rezgőkört a kívánt felhangra, az anódkört pedig ennek egy többszörösére kell hangolni. Üzembehelyezése a következőképpen történik: az anódfeszültséget kikapcsoljuk, úgy, hogy csak segédrácsáram folyjék, a vezérlőrács levezető ellenállása és a föld közé pedig mikroampermérőt kapcsolunk. A rácskondenzátor és a kvarc között levő trimmer úgy állítandó be, hogy a mikroampermérő ne térjen ki. A másik trimmert is hasonlóan kell beállítani.

A felhang-oszcillátorok behangolása nehezebb, mint a közönséges kvarcvezérlésű oszcillátoroké. Ha össze akarjuk hasonlítani a kétfajta oszcillátort, azt állapíthatjuk meg, hogy az az anyagmegtakarítás, amelyet azáltal érhetünk el, hogy kis URH adókat nem frekvenciatöbbszöröző fokozatokkal, hanem felhang-oszcillátorral építjük meg, nem jelentős; ha pedig pontos és egyszerű beállításra törekszünk, akkor mindenképpen a szokásos kvarcvezérlésű oszcillátort célszerű megépítenünk. Felhang-oszcillátorokat legfőképpen kvarcvezérlésű konverterekben alkalmaznak.

A vezérosszcillátorokhoz természetesen megfelelő teljesítményű végfokozatot kell kapcsolnunk, és itt kezdődik a nehézség a csövekkel. Szerencsés helyzetben van az, akinek LD 5, LD 15, LD 2 vagy Rd 12 Tf típusú csöve van. Az amatőrök általában nem könnyen jutnak 430 MHz-en is használható, nagyobb teljesítményű csőhöz. A nehézségek már a 144 MHz-en kezdődnek, ámbar az LS 50 ezen a frekvencián még meglehetősen jól működik; kisebb teljesítményekre az EC 80, EC 81, EC 92 és EC 560 típusú triódák — az EC 560 síktrióda — is megfelelnek. A nem európai csövek közül a 6 J 6, 12 AT 7 és a 955 típusúakat érdemes megemlíteni. Amatőr-célokra igen jól megfelelnek a 4451 és 4452 típusú csövek; ezek a 829 és a 832, ill. a Philips-gyártmányú QQE 06/40 típusoknak felelnek meg. A 288. ábra két 832 típusú csővel megépített végfokozat kapcsolását mutatja be. A rácskört koncentrált elemekből álló rezgőkörrel, szimmetrikusan tápláljuk; a kapcsolás további részében azonban már csak Lecher-köröket találunk, amelyek eltolható rövidzárral hangolhatók. A végfokozat vagy mint egyenes erősítő működik 144 MHz-en, vagy mint frekvenciaháromszorozó 432 MHz-en. 144 MHz-en 8 W kimenő teljesítményt szolgáltat. Ha mindkét csőre teljes anódfeszültséget kapcsolunk, akkor 24 W RF teljesítmény áll rendelkezésünkre. Ha frekvenciaháromszorozásra is használjuk, akkor 432 MHz-en 3–5 W RF teljesítményt ad le. A szükséges nagy erősségű anódáramot összehasonlítva ezzel a kis RF teljesítménnyel, láthatjuk, milyen rossz a csövek hatásfoka ezeken a frekvenciákon. A végfokozatban folyó anódáramok: 150 mA 300 V feszültség, ill. 200 mA 500 V feszültség mellett. A betáplált legnagyobb teljesítmény 145 W, a kimenő teljesítmény ugyanakkor 24 W. A végfokozat hatásfoka tehát mindössze 17%.

A 288. ábra kiegészítéseképpen még megadjuk a tekercs adatokat. Az  $L_1$  tekercs átmérője 24 mm, 3,5 mm átmérőjű vörösréz-huzalból készült, 9 menetű, az egyes menetek között 1 mm távolság van. Az  $L_2$  tekercset ennek a belsejébe helyezzük; átmérője 12 mm,  $2 \times 6$  menetű, szorosan tekercselt vörösréz-kötőhuzalból készült. Az  $L_3$  Lecher-kör 250 mm hosszú, 6 mm átmérőjű ezüstözött sárgaréz-csövekből készült; a vezetők közötti távolság 14 mm. Az  $L_4$  Lecher-kör csövei 200 mm hosszúak, 4 mm átmérőjűek, a köztük levő távolság 16 mm. Az  $L_5$  két 200 mm hosszú, 8 mm átmérőjű csőből készült, 15 mm belső távolsággal (az eddig megadott távolságok is belső távolságok voltak). A csatoló hurok 4 mm átmérőjű, csupasz vörösréz-huzalból készült, 8 mm széles és 160 mm hosszú hajtú-alakra kell meghajlítani, és a végfokozat anódkörébe kapcsolt Lecher-kör fölé, kb. 10 mm magasságban kell elhelyezni.

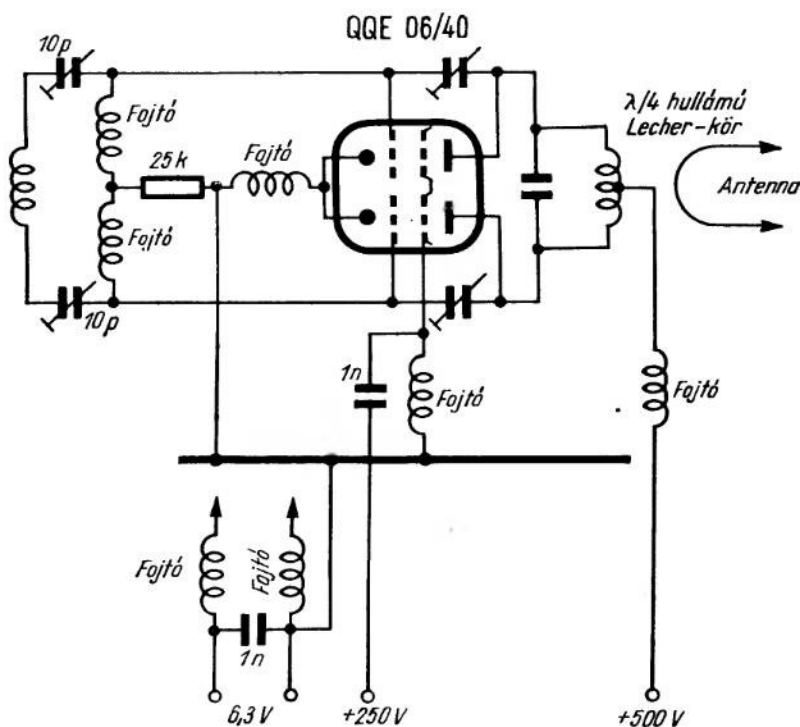




288. ábra. URH adó végfokozata két ikertródiával

Az antennacsatolás mértéke a csatoló hurok közelítésével, ill. távolításával szabályozható. A Lecher-körök eltolható rövidzárral hangolhatók. Hangolás közben csökkenteni kell a csövek anódfeszültségét, nehogy megrongálódjanak; a teljes anódfeszültséget — mint a kisebb frekvenciákon működő adóknál is — csak a hangolás befejeztével szabad bekapcsolni.

Nem szabad azt gondolnunk, hogy 430 MHz-en 4–5 W teljesítmény kicsi. Éles irányítású antenna alkalmazásával deciméter-hullámokon igen nagy antennanyereség érhető el, és ezáltal az adó hatásos teljesítménye — ha csak a tér egy meghatározott



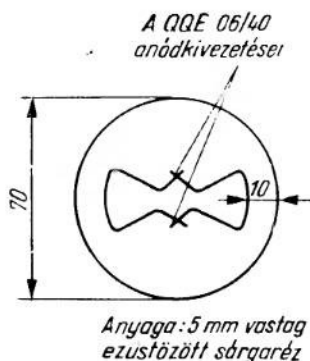
289. ábra. 420 MHz-en működő, öngerjesztésű, ellenütemű adó

irányába is — tetemesen megnő. Az 5 W teljesítményű,  $G = 100$  antenna nyereségű deciméterhullámú adó hatásos teljesítménye — ha figyelmen kívül hagyjuk az eltérő terjedési viszonyokat — ugyanakkora, mint a 80 méteren dolgozó 500 W teljesítményű adóé. Deciméterhullámokon tehát fokozott mértékben érvényes a régi tétel: a jó antenna a legjobb adó.

Nagyobb teljesítményű deciméterhullámú adó további példaként ismertetjük a Philips-gyár által kifejlesztett, QQE 06/40 típusú csővel működő, ellenütemű, öngerjesztésű adót. A kapcsolás a 289. ábrán látható. A rácskörben — a frekvencia növelése érdekében — különleges kapcsolást alkalmaztak. Ha ugyanis a két rendszer rácsát vörösréz-szalaggal rövidre zárjuk, akkor a rövidzár induktivitása és a két rendszer vezérlőrács-katód-kapacitása által meghatározott határfrekvencia kisebb, mint 450

MHz. Ha a rezgőkör induktivitását két 10 pF kapacitású légtrimmeren át csatlakoztatjuk a két csőrendszer vezérlőrácsához, akkor ezek sorbakapcsolódnak a rács-katód kapacitásokkal, és így a rácskör önfrekvenciája megnő. A rácselőfeszültséget fojtótekerceken át tápláljuk be a rácsokra: fojtótekerccset kapcsolunk a RF szempontból „hideg” elektródák vezetékébe is. A kapacitív visszacsatolást két, 50 mm hosszú, 10 mm széles és 0,5 mm vastag vörösréz-lemez létesíti, amelyek a rácskivezetéstől nyúlnak az anódkivezetés felé. A visszacsatolás mértéke azáltal szabályozható, hogy a lemezeket a csőburához közelebb, vagy attól távolabb hajlítjuk. Az adó szimmetrizálása is ezzel a két lemezzel, ill. a rács-trimmerekkel történik. Hangolt anódkörként pillangókört alkalmazunk, amelynek az alakját és méreteit a 290. ábra tünteti fel. A kivágás olyan alakú, hogy a cső anódkivezetései — csatlakozó hüvelyek segítségével — pontosan a kivágásba illeszthetők.

A kicsatolás a pillangókörből negyedhullámú Lecher-körrel történik. Az adó valamennyi alkatrészét szorosan a cső körül kell elhelyezni. A fojtótekerceket 0,8 mm átmérőjű, zománcszigetelésű vörösrézhuvalból készülnek, mégpedig úgy, hogy 150 mm hosszú huzaldarabokból 8 mm átmérőjű tekerccset készítünk. Behangolásuk a menetek széjjelebb húzásával vagy összébb nyomásával történik. Meg kell jegyeznünk, hogy az adó árnyékolás nélkül nem rezeg; ez a deciméterhullámokon keletkező nagy sugárzási veszteségeknek tulajdonítható, amelyek következtében a visszacsatolásra szolgáló energia annyira lecsökken, hogy a rezgések nem indulnak meg. Fontos tehát, hogy az adót szorosan záró fémházban helyezzük el. A ház falában a hangolási helyek fölött lyukat kell készíteni; a zárt házban levő adó a lyukakon át dugott, szigetelő anyagból készült hangolópálcával hangolható. Itt is ajánlatos, hogy hangoláskor ne kapcsoljuk a teljes feszültséget az anódra és a segédrácsra.



290. ábra. A pillangó-kör kiviteli rajza

## 6.84 420 MHz-nél nagyobb frekvencián működő adók

Mint ahogy ezt a hullámtartományt az amatőrök még kevésbé használják, elegendőnek látszik, ha csak néhány alapvető megjegyzést teszünk. A kereskedelemben kapható csövekkel 400 MHz fölött egyre nehezebb a visszacsatolás megvalósítása. Megfelelő elektróda-elrendezéssel és a kivezetések célszerű kialakításával sikerült már 9 cm-en is rezgő triódát készíteni; az előállítható RF teljesítmény azonban rendkívül kicsi, és az ilyen csővel működő adó megépítése roppant nehéz. Igen nagy — 300 MHz-nél nagyobb — frekvenciákon teljesen letértek a tértöltéses csövek használatáról, és kizárólag sebességmodulációs csöveket alkalmaznak. Ezekben az elektronoknak a villamos térben való futási idejét használják fel a csőhöz csatlakozó üregrezonátorban történő rezgéskeltésre. A legismertebb sebességmodulációs csövek a magnetron és a klisztron. A magnetron alapjában véve dióda, amelyet a katódjával párhuzamos mágneses térbe helyeznek. A mágneses tér az elektronokat körpályán való mozgásra kényszeríti. Ha a körben mozgó elektronok megfelelő fázisban gerjesztik az anódtömbbe vágott üregrezonátorokat, akkor igen nagy frekvenciájú RF rezgések keletkeznek; a frekvenciát az üregrezonátorok mérete határozza meg. Vannak olyan

magnetronok is, amelyeknek az anódja nem üregrezonátorokká van kiképezve, hanem *Lecher*-körökhöz csatlakozó szektorokra oszlik; ezek folyamatosan hangolhatók, vagyis frekvenciájuk kívülről befolyásolható. Ezek az ún. haladó hullámú magnetronokon kívül régebben dinátron-oszcillátorként működő magnetronokat is készítettek. Alkalmazásukat tekintve megkülönböztetünk folyamatos üzemű és impulzusüzemű magnetronokat; az utóbbiakat főként a rádiólokátor- (radar-) technikában alkalmazzák.

A klisztron olyan cső, amelynek a katódját egyenes fonal alakjában elhagyó elektronsugár egy üregrezonátor részén halad keresztül. Az üregrezonátort elhagyó elektront egy negatív feszültségre kapcsolt elektróda visszafordítja, és bizonyos idő elteltével ismét áthajtja az üregrezonátor részén. Az elektronsugár az első átfutás alkalmával sebességmodulált volt (az elektront a rezonátoron levő RF feszültség gyorsítja), a második átfutáskor azonban már sűrűségmodulált, mert a rezonátor-reflektor-rezonátor útszakaszon a jobban felgyorsított elektronok utoléri a lassúbbakat, és így ún. elektronsomók keletkeznek. A sűrűségmodulált elektronsugár a rezonátort RF rezgésekre gerjeszti; a rezgés frekvenciáját a rezonátor méretei határozzák meg. Ezek a rezgések a saját frekvenciájuknak megfelelő ütemben modulálják a katódból kilépő elektronsugár sebességét, és így a folyamat folytonossá válik, a klisztron csillapítatlan rezgéseket kelt.

Minthogy magnetront vagy klisztront csak kevés amatőr tud beszerezni, nem érdemes centiméterhullámú adó- és vevőkapcsolásokat ismertetnünk. A technika további fejlődése azonban ezen a téren is sok változást hoz majd az amatőr rádiózásban.

## 7.1 A PONTOS FREKVENCIAMÉRÉS SZÜKSÉGESSÉGE. ALAPVETŐ TUDNIVALÓK

Minden amatőr-állomásnak kell legyen frekvenciamérője, amellyel bármikor megmérhető a kisugárzott adás vivőhullámának a frekvenciája. A frekvenciamérő pontosságának természetesen ki kell elégítenie bizonyos követelményeket. Ha a frekvenciamérővel pl. 3520 kHz-et mérünk, a posta frekvenciaellenőrző szolgálata pedig figyelmeztetést küld, hogy a vivőhullám frekvenciája 3485 kHz volt, nem kell feltétlenül csodálkoznunk, mert ha olyan frekvenciamérőt használtunk, amelyeknek a megengedett legnagyobb hibája 1%, akkor az eltérés máris érthető: 3500 kHz-en az 1%-os hiba  $\pm 35$  kHz-et tesz ki. Az 1%-os, ill. 0,2%-os hiba az egyes amatőrsávokban a következő frekvenciaeltérésre vezet:

3,5 MHz-es sáv:	$\pm 35$ kHz, ill. $\pm 7$ kHz
7 MHz-es sáv:	$\pm 70$ kHz, ill. $\pm 14$ kHz
14 MHz-es sáv:	$\pm 140$ kHz, ill. $\pm 28$ kHz
21 MHz-es sáv:	$\pm 210$ kHz, ill. $\pm 42$ kHz
28 MHz-es sáv:	$\pm 280$ kHz, ill. $\pm 56$ kHz.

Az adás névleges frekvenciájának a felső sávhatárnál annnyival kisebbnek, az alsó sávhatárnál pedig annnyival nagyobbak kell lennie, hogy a frekvenciamérés hibája ne okozhassa a sávhatárok túllépését. A sávok emiatt összeszűkülnek, és pedig — a frekvenciamérés hibájától függően — a következő mértékben:

Sáv	1%-os hibánál	0,2%-os hibánál
3500— 3800 kHz	3535— 3765 kHz	3507— 3793 kHz
7000— 7100 kHz	nem használható	7014— 7086 kHz
14000—14350 kHz	14140—14210 kHz	14028—14322 kHz
21000—21450 kHz	21210—21240 kHz	21042—21408 kHz
28000—29700 kHz	28280—29420 kHz	28056—29644 kHz.

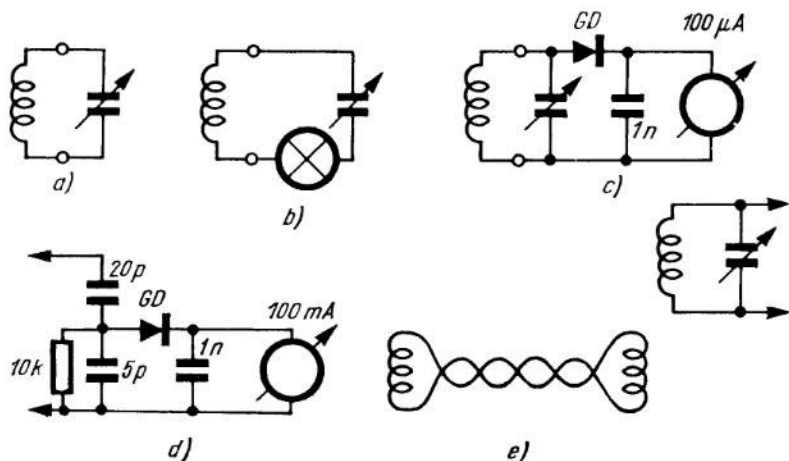
Ez is egyik oka annak, hogy az állomások sűrűsége a sávok közepetáján a legnagyobb. Ha a táblázatban közölt, szűkített sávhatárokhoz tartjuk magunkat, akkor eleve kizárjuk annak a lehetőségét, hogy nézeteltérésbe keveredjünk a frekvenciaellenőrző szolgálattal; ez az eljárás azonban másfelől arra vezet, hogy az amatőrsávokat csak részben használják ki. A 40 méteres sáv pl. egyáltalában nem használható, ha frekvenciamérőnk hibája 1%, mert a lehetséges frekvenciaeltérés ( $\pm 70$  kHz, összesen 140 kHz) nagyobb, mint az amatőrsáv teljes szélessége (100 kHz). Az eredetileg 450 kHz szélességű 15 méteres sáv ugyanilyen pontosságú mérés esetén mindössze 30 kHz-re szűkül. Minthogy a nagytávolságú összeköttetéseket túlnyomórészt a sávok szélén

szokták lebonyolítani (a sávok szélein 20–50 kHz szélességű részt hallgatólag erre a célra tartanak fenn), a nagytávolságú forgalomban csak az vehet részt, akinek igen pontos frekvenciamérője van; az a pontosság, amely azáltal érhető el, hogy pontosan ráállunk az ellenállomás frekvenciájára, nem elegendő, annál kevésbé, mert a sávhatárok világrészenként változnak (lásd a 3.1 pontban).

Hátra van még az a kérdés, hogy milyen típusú frekvenciamérővel milyen mérési pontosság érhető el. A nagyon gondosan megépített abszorpciós frekvenciamérő hibája 0,2–1%. Lebegtetős frekvenciamérővel a mérési hiba 0,1–0,2%-ra csökkenthető. Ha a hibát még kisebbre (0,02%) akarjuk csökkenteni, akkor a lebegtetős frekvenciamérő tápfeszültségeit stabilizálnunk kell, öregített csöveket és tekercseket, precíziós kondenzátormeghajtást stb. kell alkalmaznunk. Ha a frekvenciamérőnk hibája nem nagyobb 0,02%-nál, akkor nyugodtan kimehetünk a sávok széleire is, és részt vehetünk a nagytávolságú forgalomban.

## 7.2 ABSZORPCIÓS FREKVENCIAMÉRŐ

Az abszorpciós (passzív) frekvenciamérő RF energia elszívásán (abszorpción) alapul. Főrésze egy hangolható rezgőkör, amelynek a segítségével könnyen megállapítható, milyen frekvencián történik az abszorpció; a skálát legcélszerűbb közvetlenül frekvenciában kalibrálni. Kérdés még, hogy történjék az abszorpció indikálása. Ha magában a mért készülékben történik, akkor a frekvenciamérő egyetlen kalibrált rezgőkörből áll (291a ábra). Minthogy az abszorpciós frekvenciamérés energia-elszíváson alapul, használhatóságának feltétele, hogy a mért készülék szolgáltatson energiát, vagyis RF rezgéseket. Éppen ezért abszorpciós frekvenciamérővel nem hangolhatjuk be pl. egy szupervevő KF-erősítőjét, hanem csak egy rezgő oszcillátort, vagy begerjesztett audiont. A mérés úgy történik, hogy a frekvenciamérő tekercsét a mért



291. ábra:

a) a legegyszerűbb felépítésű abszorpciós frekvenciamérő; b) abszorpciós frekvenciamérő jelző-izzólámpával; c) abszorpciós frekvenciamérő RF egyenirányítóval és indikáló műszerrel; d) a csillapítás csökkentésére szolgáló kapacitív feszültségosztás; e) abszorpciós frekvenciamérő különálló csatoló-tekercsrel

készülékhez közelítve, végigforgatjuk a hangolókapacitort. A kondenzátor egy bizonyos állásában, illetőleg — minthogy a kondenzátort frekvenciában kalibráltuk — egy bizonyos frekvencián észlelhető az energiaelszívás. A begerjesztett audionnál pl. jól kivehető koppanás hallatszik, amikor az audion frekvenciája és az abszorpciós frekvenciamérő frekvenciája megegyezik; ebben az esetben ugyanis leszakadnak a rezgések. Általában minden, abszorpciós frekvenciamérővel végzett mérésnél tartunk szem előtt, hogy a mért készülék és a frekvenciamérő közötti csatolás a lehető leglazább legyen. A mérés így a legpontosabb, mert nem következik be a mérést meghamisító elhúzás. Adókon végzett abszorpciós mérés indikátora a rács-, ill. anódiárammérő műszer, amely az energiaelszívás helyén kileng.

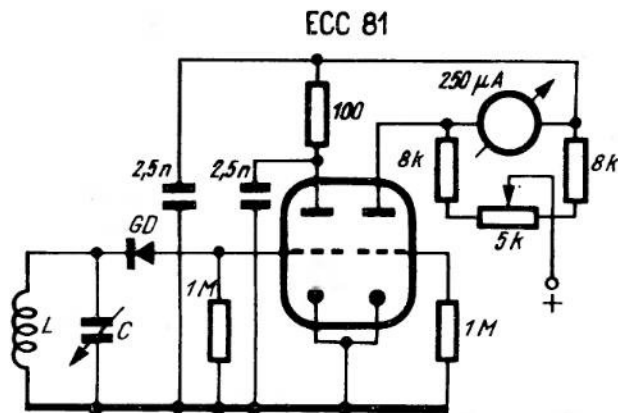
A legegyszerűbb olyan abszorpciós frekvenciamérőkapcsolást, amelyben az energia elszívás indikálása a frekvenciamérőben történik, a 291b. ábra mutatja be; az indikátor egy zseblámpa-égő. Ha rezonancia esetén elég nagy az energia-elszívás, akkor a kis égő felvillan. Rendszerint 4 V feszültségű, 0,04 A áramfelvételű égőt alkalmaznak, amelynek a teljesítménye mindössze 160 mW. Ügyelni kell arra, hogy nagyobbadón végzett mérés esetén ne legyen túl szoros a csatolás, mert különben kiég a kis izzó.

Az abszorpciós frekvenciamérő érzékenysége lényegesen nagyobb lesz, ha indikátorként Deprez-műszert alkalmazunk; az abszorbeált RF energiát ebben az esetben azonban előbb egyenirányítani kell. Az egyenirányításra bármilyen RF egyenirányító (kristálydetektor, csődióda vagy félvezető-dióda) használható. Legjobb a germánium-dióda, mert ezt sem utánaállítani nem kell, mint a kristálydetektort, sem fűtésre nincs szüksége, mint a csődiódának. Ilyen frekvenciamérő kapcsolása látható a 291c. ábrán: egyenirányítója germánium-dióda, indikátora kb. 100  $\mu$ A végkitérésű Deprez-műszer.

A műszerrel párhuzamosan kapcsolt kondenzátor arra szolgál, hogy rövidrezárja az egyenirányítás után még fennmaradó RF komponenseket. Minthogy az egyenirányító és a műszer csillapítja a rezgőkört és csökkenti annak a jóságát, ami szélesebb indikációra vezet, előnyösebb, ha az egyenirányító-kört a 291d. ábra szerinti kapacitív feszültségosztóhoz csatlakoztatjuk.

Bizonyos esetekben előnyös lehet, ha az abszorpciós frekvenciamérőnek mozgatható csatolótekerccse van, amelynek a segítségével egyébként nehezen megközelíthető rezgőkörökkel is csatlakozhat. A csatolótekerccs csatolóvezeték révén csatlakozik az abszorpciós frekvenciamérőhöz. Ilyen kapcsolást mutat be a 291e. ábra.

Egyetlen kondenzátorral és egyetlen tekerccsel csak egy meghatározott frekvenciatartomány fogható át. A frekvenciatartomány legegyszerűbben több — célszerűen



292. ábra. Abszorpciós frekvenciamérő indikáló csővoltagemérővel



könnyen cserélhető, dugaszolható — tekercs alkalmazásával növelhető meg. A tekercsek menetszáma a kívánt frekvenciasávtól, az alkalmazott tekercstesttől és forgókondenzátortól függ.

Korszerű, érzékeny abszorpciós frekvenciamérő kapcsolását mutatja a 292. ábra. Az abszorbeált RF energiát germánium-dióda egyenirányítja; az indikátor ECC 81 típusú csővel működő, hídkapcsolású, egyenáramú csővoltmérő. A frekvenciamérővel — gondos megépítés esetén — kb. 0,2% hibájú mérések végezhetők.

### 7.3 LEBEGTETŐS FREKVENCIAMÉRŐ

A gondosan megépített abszorpciós frekvenciamérővel ugyan 0,2% hibájú mérések végezhetők, azonban mint a 7.1 pontban közölt példával igazoltuk, amatőr célokra ez a pontosság nem elegendő. Az üzem folyamatos ellenőrzése nagyobb pontosságú mérést kíván, amely csak lebegtetős frekvenciamérővel, vagy kvarcvezérlésű hitelesítő-generátorral érhető el. Az amatőrsávok kihasználhatósága érdekében a mérési hibának mindig kisebbnek kell lennie 0,2%-nál.

A lebegtetős frekvenciamérőhöz szívesen alkalmaznak igen stabil, folyamatosan hangolható oszcillátort, amelynek az alaprezgése 1,75 MHz (160 m) körül van. Kerámiatekercstestek és hőfokkiegyenlítő kondenzátorok felhasználásával, és igen gondos megépítéssel amatőr-eszközökkel is különösebb nehézség nélkül nagy frekvenciastabilitás érhető el.

A rövidebb hullámú amatőr-sávokon a generátor harmonikusait használjuk.

Tovább tökéletesíthetjük a frekvenciamérést, ha a lebegtetős frekvenciamérőt kvarcvezérlésű hitelesítő-generátorral kombináljuk.

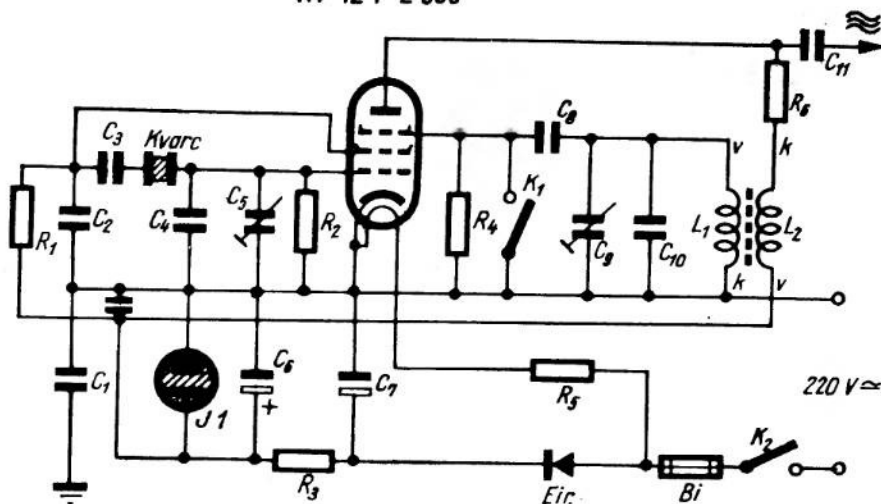
A hitelesítő-generátor leglényegesebb alkotóeleme a 100 kHz vagy 1 MHz frekvencián rezgő frekvencia-etalon. Az oszcillátorhoz torzító-fokozat csatlakozik, hogy a készülék kimenetén a normálfrekvencia-generátor minél több harmonikusa jelenjék meg. A harmonikusok egészen az URH-tartományban nyúlnak, és segítségükkel a vevő, ill. közvetve — lebegés útján — az adó skálája hitelesíthető. A legtöbb lebegtetős frekvenciamérőben magában is van hangfrekvenciás fokozat, úgy, hogy a saját adás ellenőrzése a vevő igénybevétele nélkül is megoldható. A frekvenciamérő ilyen módon a saját táviró adás jeleinek jó hangerővel történő megfigyelésére is kiválóan alkalmas.

### 7.4 KVARCVEZÉRLÉSŰ HITELESÍTŐ-GENERÁTOROK

Ebben a pontban egyszerű hitelesítő-generátort ismertetünk, amelynek az anyagigénye kicsi, pontossága pedig igen jó. Igen jó eredménnyel használható vevők, frekvenciamérők és oszcillátorok hitelesítésére, valamint frekvenciastabilitásuk ellenőrzésére.

Mint a kapcsolási rajzból (293. ábra) is kiténik, működéséhez egyetlen cső is elegendő. Áramellátási szempontból — figyelembe véve az  $R_s$  jelű előtétellenállás melegedését — RV 12 P 2000 típusú csövet alkalmaztunk. A vezérlőrács és a segédrács közé kapcsoljuk a frekvencia-etalont, egy 100 kHz önrezgésszámú kvarcot. Minthogy a

RV 12 P 2 000



293. ábra. Egycsöves, kvarcvezérlésű hitelesítő generátor

100 kHz önrezgésszámú kvarcok valamivel a névleges frekvenciájuk fölött rezegnek, az egyenlő kapacitású  $C_2$  és  $C_4$  kondenzátorokat úgy kell méretezni, hogy a kvarc a  $C_5$  jelű trimmerrel pontosan 100 kHz-re legyen beállítható. A  $C_2$  és  $C_4$  kondenzátoroknak az anyagjegyzékben megadott kapacitása csak a mintakészülékben használt kvarcra érvényes; a megfelelő érték egyenként változhat. A fékezőrács és a katód között 10 kHz-re hangolt rezgőkört találunk. A rezgőkör inductivitását képező  $L_1$  tekercset és az  $L_2$  visszacsatoló tekercset négykamrás tekercstestbe visszük fel, amelyben két,  $50 \times 50 \times 8$  mm méretű, járommal lezárt, E-alakú RF vasmagot helyezünk el. Az  $L_1$  tekercs 0,14 mm átmérőjű, zománcszigetelésű vörösréz-huzalból készült 2800 menetből áll, amelyet három kamrára kell elosztani. A negyedik kamrában helyezük el a 0,1 mm átmérőjű, zománcszigetelésű vörösréz-huzalból készült 1400 menetből álló  $L_2$  tekercset.

Ügyelni kell a tekercsek bekötésére. A kapcsolási rajzon megjelöltük a tekercsek kezdetét és végét; a jelölés egyező értelmű tekercselés esetén érvényes.

#### 7.41 A hitelesítő-generátor működése

Ha zárjuk a  $K_1$  kapcsolót, akkor a generátor 100 kHz frekvenciájú alaprezgést és annak számtalan harmonikusát szolgáltatja, így 100 kHz-enként ad egy-egy hitelesítési pontot, kb. 10 méterig. Ha a  $K_1$  kapcsolót kinyitjuk, akkor a 10 kHz-es rezgőkör helyes méretezése és a  $C_9$  jelű kondenzátorral történt helyes behangolása esetén az egyes — egymástól 100 kHz távolságban levő — hitelesítési pontok között még további kilenc hitelesítési pontot szolgáltat úgy, hogy ilyenformán 10 kHz-enként van hitelesítési pontunk. Akinek jó füle van, az két egymás után következő 10 kHz-es hitelesítési pont között, mindkettőtől 5 kHz távolságban, talál még egy hitelesítési pontot (5000 Hz-nél még jól kivehető lebegés keletkezik). A 10 kHz frekvenciájú rezgéseket a 100 kHz rezgésszámú kvarc szinkronizálja. A szinkronfutás beállítása

a következőképpen történik: bármilyen ellenőrző vevővel (lehet a hitelesítendő vevő is) ráhangolunk egy 100 kHz-es hitelesítési pontra, és pontosan megkeressük a fűtymélypontot. Ha most kikapcsoljuk a  $K_1$  kapcsolót, amiáltal bekapcsoljuk a 10 kHz-es rezgőkört, interferencia-fűtty képződik, amelynek a magassága a  $C_9$  jelű kondenzátor kapacitásának a hangolásával együtt változik. A  $C_9$  kondenzátorral beállítjuk az interferencia-fűtty mélypontját; amikor eltűnik az interferencia-hang, akkor a rezgőkör szinkron fut a kvarccal, amikor pedig újra megjelenik, akkor kiesik a szinkronizmusból. A  $C_9$  trimmert az együttfutási tartomány közepére állítjuk; lehetőleg maga a trimmer is legyen ugyanekkor középpállásban. Ha a trimmer állása úgy kívánja, akkor esetleg a  $C_{10}$  kondenzátor kapacitását is meg kell változtatni.

## 7.42 A generátor hitelesítése

Mint hogy a frekvenciát a csatlakozó kábel és a 10 kHz-enkénti osztást adó rezgőkör is befolyásolja, a generátor hitelesítését hozzákapcsolt csatlakozó kábellel és bekapcsolt 10 kHz-enkénti osztóval kell végezni. Az összehasonlítás alapja lehet a Droitwich-i rádióállomás adása 200 kHz-en, vagy valamelyik WWV-hitelesítőállomás adása. A WWV-adásoknál jobb az angol MSF-hitelesítőállomás adása 2500 kHz-en, amely igen jól vehető; bemondás minden negyedórán történik, ezt megelőzően háromszor leadják morsejelekkel az MSF hívőjelet, majd etalon-frekvenciát és másodpercenkénti impulzusokat sugároznak. Ugyanezt sugározzák még 5 MHz és 10 MHz frekvencián is. A hitelesítő-generátort kb. 3 perc felfűtési idő leteltével az ellenőrző vevőhöz csatoljuk, amely lehetőleg S-mérővel felszerelt frekvenciaváltó-készülék legyen, és amelyet a hitelesítő adásra hangoltunk; a csatolás olyan laza legyen, hogy a hallgatóban ill. az S-mérőn a generátor és a hitelesítő adás (Droitwich vagy a WWV) frekvenciája közötti különbség következtében képződő interferencia-hangot éppen csak észlelni tudjuk. A  $C_5$  kondenzátor kapacitását addig változtatjuk, amíg az interferencia-hang eltűnik, a  $C_{10}$  kondenzátorral beállítjuk a legjobb szinkron futást, és ezzel be is fejeztük a hitelesítést. Ezután még két óra hosszat ellenőriztük a generátort az MSF-adások segítségével. Ez alatt az idő alatt 2500 kHz frekvencián 20 Hz volt a legnagyobb eltérés, vagyis a generátornak az MSF-adóéhoz viszonyított hibája  $0,008\%$ !

A hálózati tápfeszültség lecsökkentése 220 V-ról 170 V-ra mindössze 10 Hz eltérést okozott, akkorát, amekkorát füllel nem is lehet észlelni. A  $C_5$  és a  $C_9$  jelű trimmereket jóformán csak akkor kell utána állítani, ha a készüléket túlfűtött vagy rendkívül hideg helyiségben üzemeltetjük, illetőleg ha másik csatlakozó kábelt használunk. A trimmereket forgatógombjait a homlokklapon helyeztük el.

Tekintettel arra, hogy a készülék univerzális kivitelű (tetszés szerint csatlakoztatható egyen- vagy váltakozóáramú hálózathoz), a szerelőlaptól és a készülékháztól elszigetelten ( $C_1$ ) kell megépíteni.

Ügyelni kell arra, hogy a meleget termelő alkatrészek (az  $R_5$  ellenállás és a cső) minél magasabbra kerüljenek. A készülék fenék- és fedőlapján kellő nagyságú és számú szellőzőnyílást kell készíteni, hogy a hőelvezetés a lehető legjobb legyen; ellenkező esetben könnyen éreztetetheti a hatását az  $L_1$  tekercs pozitív hőfokegyüthetősége, ami abban nyilvánul meg, hogy a 10 kHz-es osztást adó rezgőkör kiesik a szinkronizmusból, és a  $C_9$  jelű kondenzátort gyakrabban utána kell állítani. A szinkron-futás megszűnése egyébként azonnal hallható.

Frekvenciaváltó-vevők hitelesítésénél arra kell ügyelnünk, hogy a lebegtető oszcillátor pontosan a KF-ra legyen hangolva. Ha a hitelesítést hallásunk alapján végezzük,

akkor a legmélyebb készülékzajt, ha műszer alapján, akkor az S-mérő kitérését kell figyelembe vennünk.

Az amatőrsávokon történő hitelesítésre olyan, a 80 méteres sávban rezgő kvarcok alkalmasak, amelyeknek az önrezgésszáma kerek tizes számra végződik, pl. 3500, 3510 vagy 3520 kHz stb. Az ilyen hitelesítő kvarcok használatával minden amatőrsávban 10 kHz-enként kapunk hitelesítési pontokat, és az 5 kHz-es középértékek is jól hallhatók, úgy, hogy a kvarc-kérdés az amatőrök nagy részének nem okoz komoly gondot. A generátor pontossága amatőrsávban rezgő kvarc alkalmazása esetén természetesen magának a kvarcnak a pontosságától függ, minthogy az ilyen kvarcot nem lehet összehasonlítani az MSF- vagy a WWV-hitelesítőállomás adásával. A 10 kHz-enkénti osztást adó rezgés szinkronizálása kielégítő, csak arra kell ügyelni, hogy a 10 kHz-es rezgőkör hangolása hajszálpontos legyen, mert különben a hitelesítési pontok rossz helyre esnek; a hiba a  $C_9$  jelű kondenzátor kapacitásának a megváltoztatásával könnyen helyrehozható.

Ha csak nagyobb önrezgésszámú kvarcunk van, amelynek a harmonikus rezgései felhasználhatók az amatőrsávokban történő hitelesítésre, akkor a kapcsolás annyiban változik, hogy elmarad a  $C_2$ ,  $C_4$ ,  $C_8$ ,  $C_9$  és  $C_{10}$  jelű kondenzátor, az  $L_1$  és  $L_2$  jelű tekercs, továbbá a  $K_1$  jelű kapcsoló,  $R_2$  értéke  $1\text{ M}\Omega$ ,  $R_6$  értéke  $0,1\text{ M}\Omega$  legyen, a fékezőrácstól össze kell kötni a katóddal, az  $R_6$  ellenállás hideg végét pedig az anódfeszültségforrás pozitív sarkához kell csatlakoztatni. Ebben az esetben egyszerűbb ellenőrzőkészülékhez jutunk, amelynek a pontossága valamivel kisebb.

A 293. ábra szerinti kapcsolású generátor anyagjegyzéke:

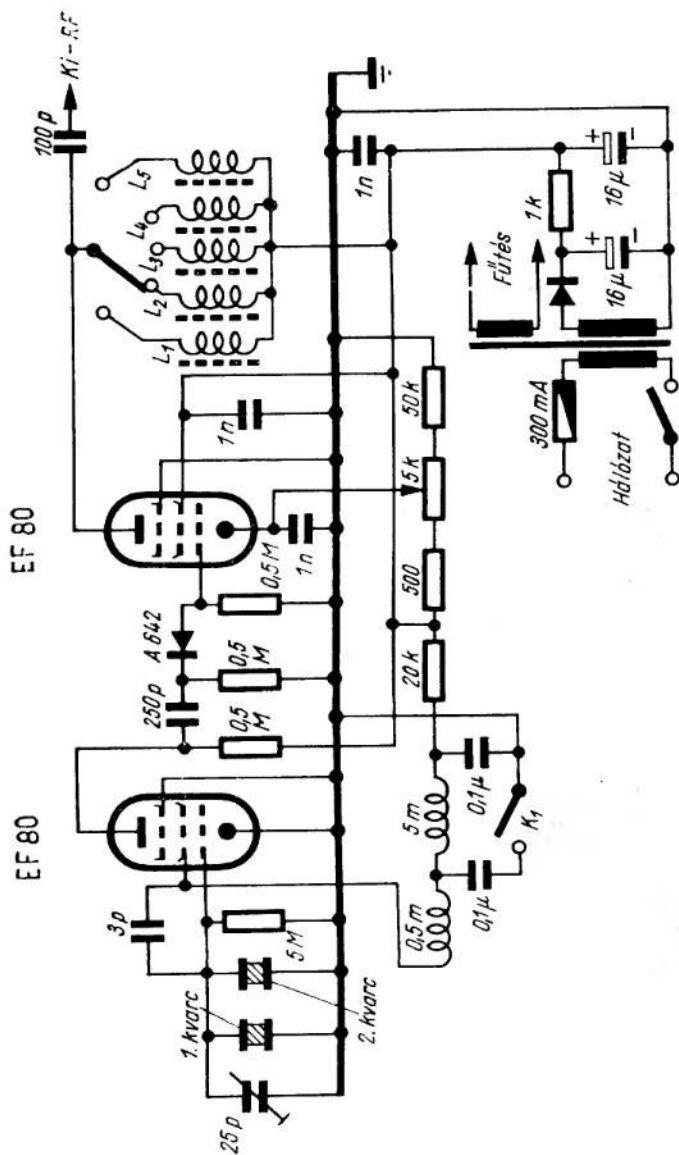
- $C_1$  = 10 nF (250 V),
- $C_2, C_4$  = 100 pF, Condensa F (l. a szövegben),
- $C_3$  = 10 nF,
- $C_5$  = 30 pF, trimmer,
- $C_6, C_7$  = 8  $\mu$ F, elko (450/500 V),
- $C_8$  = 5 nF,
- $C_9$  = 30 pF, trimmer,
- $C_{10}$  = 350 pF, Condensa F,
- $C_{11}$  = 100 pF,
- $R_1$  = 0,1  $\text{M}\Omega$  (0,5 W),
- $R_2$  = 0,5  $\text{M}\Omega$  (0,25 W),
- $R_3$  = 5  $\text{k}\Omega$  (0,5 W),
- $R_4$  = 1  $\text{M}\Omega$  (0,25 W),
- $R_5$  = 2,7  $\text{k}\Omega$  (15 W),
- $R_6$  = 10k  $\Omega$  (0,5 W),
- $L_1$  = 1 H (l. a szövegben),
- $L_2$  = lásd a szövegben,
- kvarc = 100 kHz önrezgésszámú etalon-kvarc,

- Jl* = jelző ködfénylámpa, 220 V feszültségre, beépített előtétellenállással,  
*Eir* = szelvényerőirányító (250 V, 10 mA),  
*Bi* = biztosító (200 mA),  
*K<sub>1</sub>, K<sub>2</sub>* = billenő kapcsolók,  
*cső* = RV 12 P 2000.

Egy másik generátor-kapcsolás két kvarcot használ; az egyik 100 kHz, a másik 1 MHz önrezgésszámú. Az üzemi frekvencia kiválasztása a segédvárcsra ható RF ellen-csatolás segítségével történik. A segédvárcs körben egy 0,5 mH és egy 5 mH induktivitású fojtót kapcsolunk sorba; a két fojtó közös pontjához a *K<sub>1</sub>* kapcsolóval sorbakapcsolt 0,1  $\mu$ F kapacitású kondenzátor csatlakozik (294. ábra). Ha a *K<sub>1</sub>* kapcsoló nyitott helyzetben van, akkor a két fojtó egyszerűen sorbakapcsolódik, és 100 kHz frekvenciájú rezgések keletkeznek. Ha 1 MHz frekvenciájú rezgésre van szükségünk, akkor a *K<sub>1</sub>* kapcsolóval bekapcsoljuk a 0,1  $\mu$ F kapacitású kondenzátort is. A keltett RF rezgéseket az EF 80 típusú cső anódmunkaellenállásáról vesszük le, és egy germániumdiódán keresztül a torzító-fokozatra kapcsoljuk. A germániumdióda harmonikus-keltésre szolgál. A torzító-fokozat anódkörében amatőr-sávonként átkapcsolható rezgőköröket találunk. A kimenő jel amplitúdóját a második cső ráncelőfeszültségének a beállítására szolgáló katódpotencióméterrel szabályozhatjuk. A készülékkel előállított harmonikusok még a 144 MHz-es sávban is jól észlelhetők.

A készülék igen kis méretűre készíthető. Legnehezebben beszerezhető alkatrészei az etalon-kvarcok. A kvarcokkal párhuzamosan kapcsolt trimmernek az a rendeltetése, hogy segítségével — valamilyen pontosan ismert frekvenciájú adással történő összehasonlítás alapján — pontosan beállíthassuk a kvarc névleges frekvenciáját. A gyakorlatban ugyanis a kvarcok nem rezegnek a névleges frekvenciájukon, hanem néhány (2—100) Hz-cel magasabban. A névleges frekvenciára történő beállítás alkalmasul egyes kapcsolások több száz Hz-es elhangolást is lehetővé tesznek. A készülék hálózatgy része igen egyszerű. Mérési hibája kisebb, mint 0,005%.

Másképpen kell eljárunk akkor, ha ismeretlen frekvenciát kell meghatározni. Ebben az esetben az ismeretlen frekvenciára hangolunk egy folyamatosan hangolható oszcillátorú lebegtetős frekvenciamérőt, majd ezt összehasonlítjuk a hitelesítő generátorral, úgy, hogy megkeressük a keresett frekvenciához legközelebb eső hangolási pontok helyét, az ismeretlen frekvenciát pedig interpolálás útján határozzuk meg. Az eljárást egy példával szemléltetjük. Határozzuk meg pl. egy 3550 kHz-es rezgés frekvenciáját a lehető legnagyobb pontossággal. Először is ráhangoljuk a folyamatosan hangolható oszcillátorú lebegtetős frekvenciamérőt, és leolvassuk a körülbéli frekvenciát, pl. 3500 kHz-et. Alkalmas skála és hiteles kalibráció esetén már most leolvashatnók a pontos frekvenciát, azonban mindenképpen pontosabb, ha egy etalon-kvarc frekvenciájával is összehasonlítjuk. Megkeressük tehát a hitelesítő generátornak az ismeretlen frekvenciához legközelebb eső két hitelesítési pont helyét; 100 kHz önrezgésszámú kvarc esetén ez a két pont 3500 és 3600 kHz-nek felel meg. Ha az ismeretlen frekvenciának megfelelő hely éppen egybeesnék a 3500 kHz-nek megfelelő hitelesítő jellel, akkor az ismeretlen frekvencia pontosan 3500 kHz volna. Minthogy most nem ez a helyzet, megállapítjuk, hány skálaosztásonyira van egymástól a 3500 és a 3600 kHz-nek megfelelő hitelesítési pont, és ebből határozzuk meg az ismeretlen frekvenciát. Ha tehát a két hitelesítési pont között 12 osztás van, az ismeretlen frekvencia pedig 6 osztással van a 3500 kHz-nek megfelelő hitelesítési



294. ábra. Kvarcvezéreltű hitelesítő generátor



pont fölött, akkor az ismeretlen frekvencia pontos értéke:

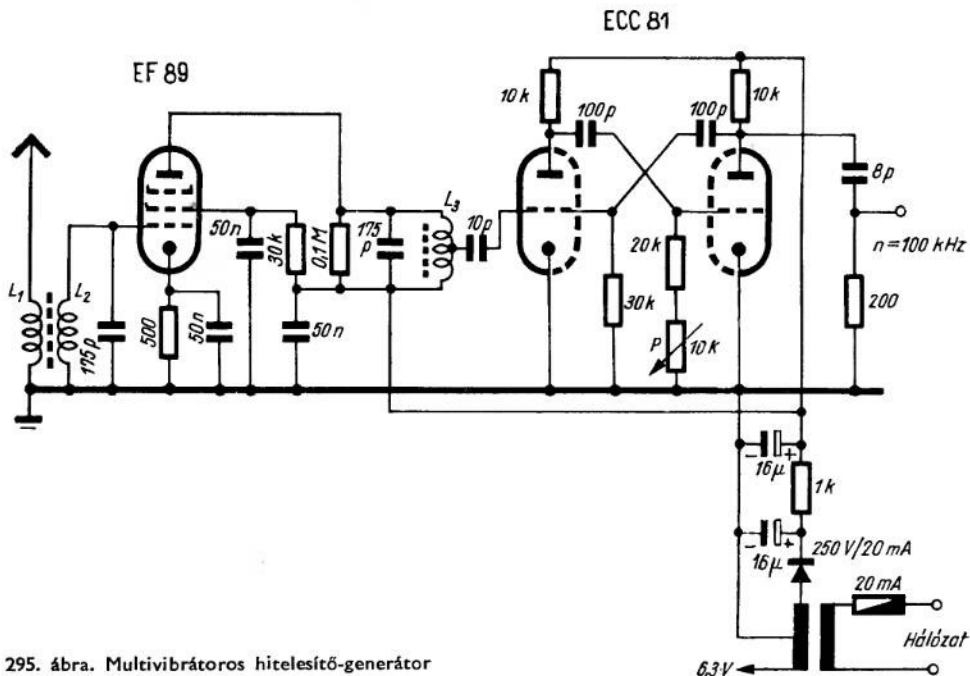
$$3500 + 100 \cdot \frac{6}{12} = 3550 \text{ kHz.}$$

Igaz, hogy a méréshez így több készülékre van szükség, viszont megvan az az előnye, hogy a folyamatosan hangolható oszcillátorú lebegtetős frekvenciamérő skáláját minden alkalommal kvarc-pontossággal hitelesítjük, azonkívül eltekinthetünk a frekvenciaelhúzások hosszú időt rabló figyelembevételétől.

Érdekes az a megoldás, amely a sok amatőr számára elérhetetlen etalon-kvarcot a Droitwich-i hosszúhullámú adó fél frekvenciájával szinkronizált multivibrátorral helyettesíti; ennek a megoldásnak az alkalmazásával mintegy kölcsön vesszük a Droitwich-i adó kvarcát. A kapcsolást a 295. ábra mutatja. A hosszúhullámú adó energiáját jó magasantennával vesszük fel, pentódával szelektíven erősítjük, és kiskapacitású csatolókondenzátoron keresztül vezetjük a multivibrátor egyik triódájának a rácsára. A multivibrátor saját frekvenciája 100 kHz körül van; a változtatható értékű ellenállás bizonyos szabályozási lehetőséget nyújt. A készülék behangolását azzal kezdjük, hogy az  $L_2$  és az  $L_3$  jelű tekercs vasmagjának az állításával mindkét rezgőkört 200 kHz-re hangoljuk; a hangoláshoz használjunk lehetőleg szignálgenerátort. A hangolás közben a multivibrátor csövét vegyük ki a foglalatából. Ezután kapcsoljuk az antennát a készülékre, és dugaszoljuk be a multivibrátor-csövét. Csatlakoztassunk a készülékhez egy vevőt, kapcsoljuk be a lebegtető oszcillátort, és hangoljuk valamelyik harmonikus frekvenciára. A képződő 1000 Hz körüli frekvenciájú hang eleinte ingadozni fog, mert a multivibrátor még nem ugrott be a 200 kHz frekvenciára. Lassan forgassuk végig a  $P$  potenciométert; közben találunk majd egy olyan tartományt, amelyen belül az interferenciahang állandó marad, ami annak a jele, hogy a multivibrátor szinkronizmusban van a Droitwich-i adással. A készülék első behangolása alkalmával az RF-erősítőcső segédrcsellenállása helyére potenciométert kapcsoljunk, és kísérletileg állapítsuk meg a legkedvezőbb ellenállásértéket. A készülék  $\mu\text{V}$ -nagyságrendű harmonikus rezgéseket szolgáltat, ezért a hitelesítési pontok átviteléhez mindig szükségünk lesz az állomás vevőjének a közvetítésére.

Igen pontos méréshez, mint már említettük, hitelesítő generátor és az interpolálást lehetővé tevő oszcillátor szükséges. Mindkettőt magában foglalja a BC 221-A típusú készülék. Rendes körülmények között telepes üzemű; azonban sok amatőr hálózati résszel egészítette ki, és jó minőségű, folyamatosan hangolható oszcillátort vagy frekvenciamérőt készített belőle. Kapcsolását a 296. ábra mutatja be. A készülék a következő fokozatokból áll: ECO-kapcsolású, folyamatosan hangolható oszcillátor, keverő-fokozat, kvarcvezérlésű oszcillátor és hangfrekvencia-erősítő fokozat. A folyamatosan hangolható interpoláló-oszcillátor igen stabil mechanikai felépítésű, két, átkapcsolható hullámtartománnyal. A légforgó csavarhajtású, igen nagy áttétellel. Üzemben az oszcillátor állandóan működik; ha csak a kvarc harmonikusai akarunk mérni, akkor működését a segédrcsfeszültség kikapcsolásával szüntethetjük meg. A mérendő jel kapacitív csatolás útján jut a keverő-fokozat (a 6 K 8 típusú cső hexóda-része) rácsára. A 6 K 8 cső trióda-része az 1 MHz frekvenciájú, kvarcvezérlésű oszcillátor, amelynek a harmonikusai a hexódán keresztül az antennahüvelyhez is eljutnak, úgy, hogy a vevő közvetlenül ezekkel is kalibrálható. A folyamatos hangolású oszcillátor és a kvarcvezérlésű oszcillátor, vagy a mérendő rezgés és a folyamatos hangolású oszcillátor, ill. a kvarcvezérlésű oszcillátor frekvenciája közötti különbség a hangfrekvenciák tartományába esik, és egy fokozat erősíti; a 6 K 8 cső hexóda-része



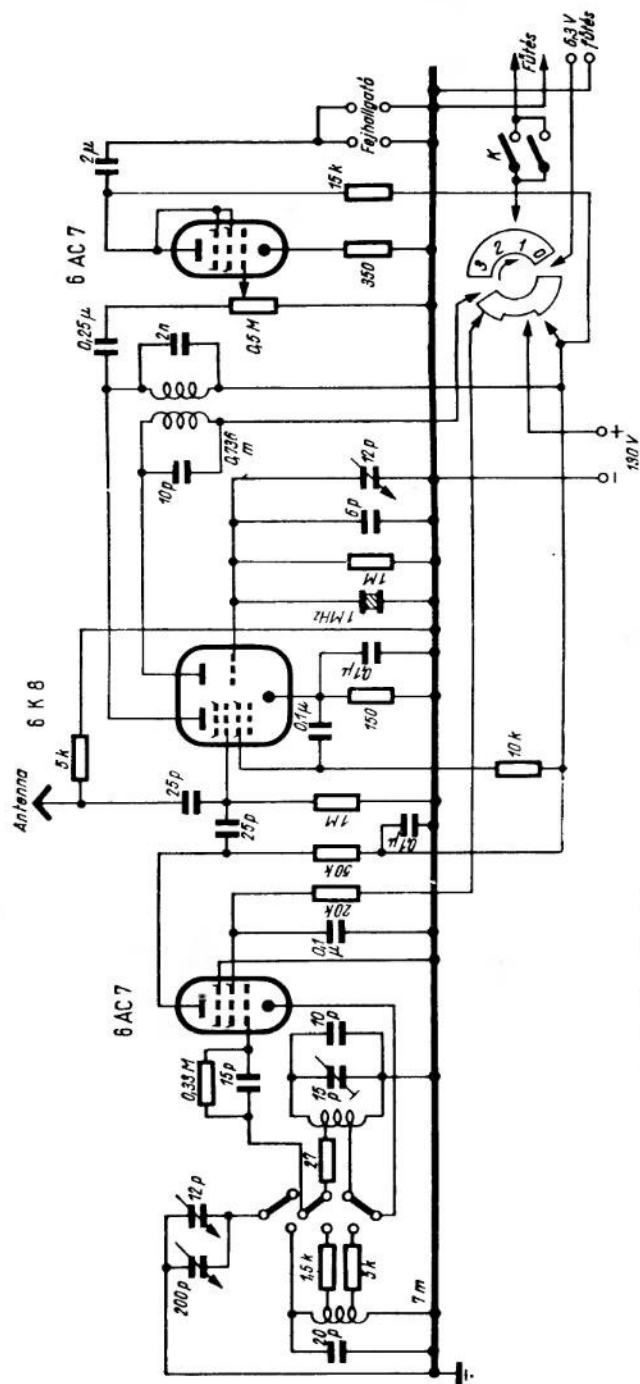


295. ábra. Multivibrátoros hitelesítő-generátor

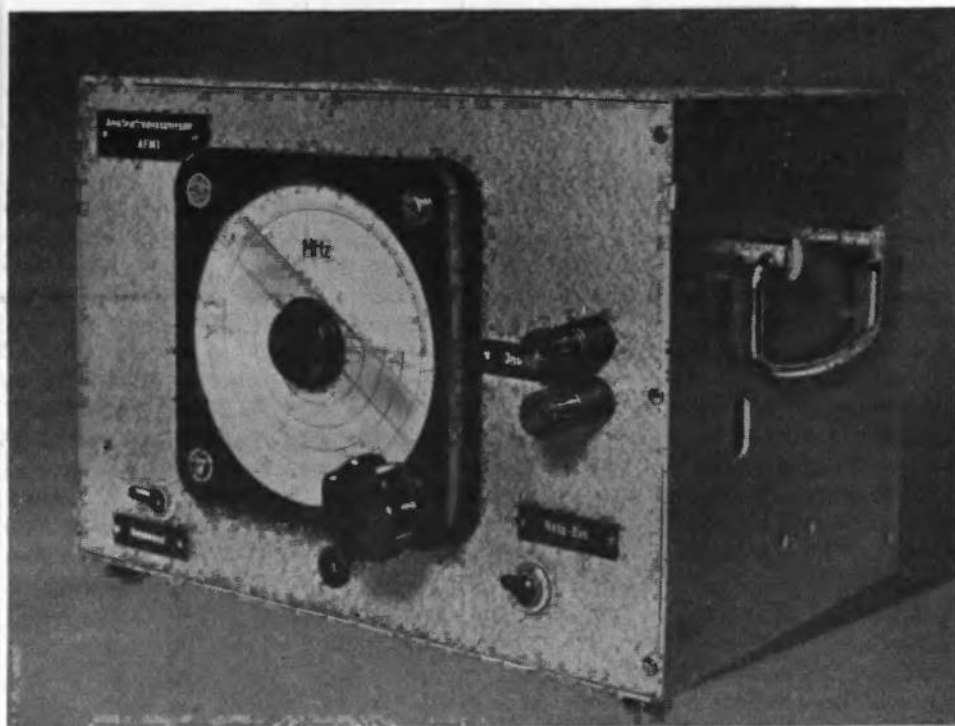
a hangfrekvenciás munkaellenállása egy hangfrekvenciás fojtótekerccs, az ezen létrejövő hangfrekvenciás feszültség jut a hangfrekvenciás erősítő-fokozat rácsára. A hang-erőszabályozó potenciométer a hangfrekvenciás erősítő-cső rácskörében van. Megemlítünk még egy, a fejhallgató csatlakozódugaszával kapcsolatos különlegességet. Mindkét csatlakozó hüvelyen érintkező van, amely csak akkor zárja a csövek fűtőáramkörét, ha a fejhallgatót bedugaszoljuk. Az üzemmódkapcsoló csak a mindenkori üzemmódnak megfelelő fokozatokat kapcsolja be. A 0 állásban a készülék ki van kapcsolva. Az 1 állásban a folyamatosan hangolható oszcillátor nincs bekapcsolva, csak a kvarcvezérlésű oszcillátor működik, és szolgáltatja az adó, ill. vevő hitelesítésére alkalmas frekvenciájú jeleket. A 2 állásban viszont a kvarcvezérlésű oszcillátor nem kapcsolódik be, hanem csak a folyamatosan hangolható oszcillátor áll rendelkezésünkre. Adó kalibrálásakor a frekvenciamérő hallgatóját célszerű használni, vevőben végzett mérések alkalmával pedig a lebegtető oszcillátor segítségével magában a vevőben keletkező lebegést figyeljük. A 3 állásban a folyamatos hangolású oszcillátort hitelesíthetjük a kvarcvezérlésű generátor segítségével; mindkét hullámsávban két hitelesítési pont áll rendelkezésünkre. Minden ilyen jellegű frekvenciamérőhöz egyedileg felvett hitelesítési görbét szállítanak, amely kb. 3 méter (!) hosszú. A készülék hibája kedvező esetben 0,001% körül van.

A legtöbb amatőr visszariad az ilyen nagy anyagigényű készülék megépítésétől, és megelégszik kisebb pontosságú méréssel is; azonban — tekintve a napjainkban már az amatőr-adók stabilitásával is kapcsolatos szigorú követelményeket — nagyon előnyös, ha rendkívül pontos frekvenciamérőnk van.

Az amatőrök körében legelterjedtebb dip frekvenciamérő különféle változatait a következő fejezetben ismertetjük.



296. ábra. BC 221-A típusú, amerikai frekvenciamérő



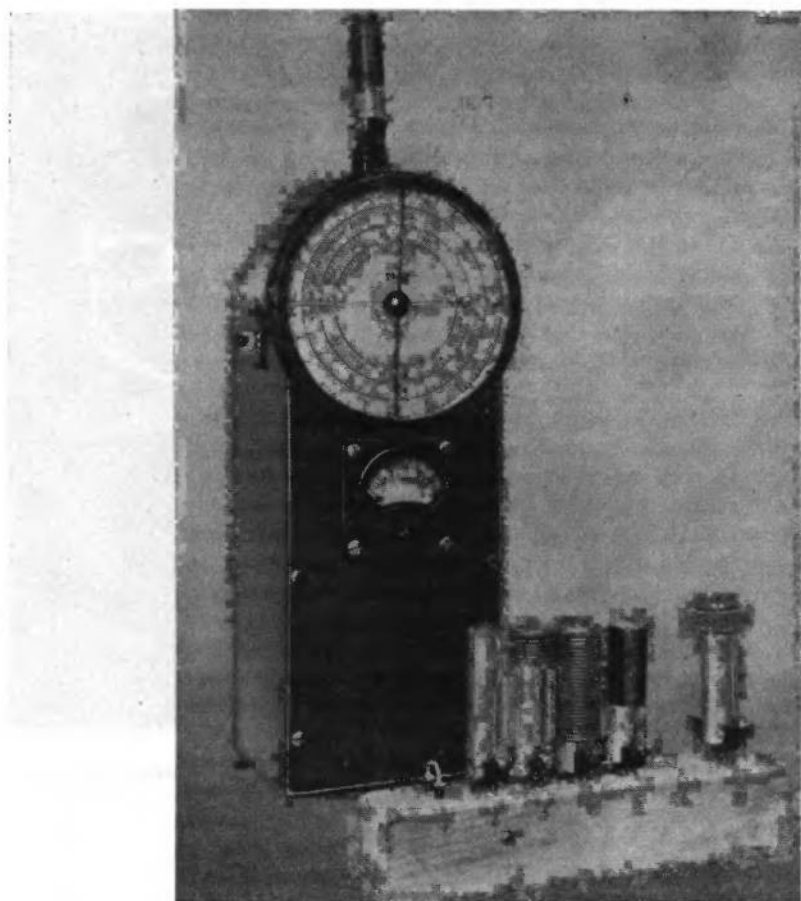
297. ábra. A 80, 40, 20, 15 és 10 méteres sávon működő amatőr frekvenciamérő egy elkészült példánya

## 7.5 DIP FREKVENCIAMÉRŐK

### 7.51 Alapelvek és kapcsolástechnika

Eddigi ismertetéseink alapján abszorpciós és lebegtetős frekvenciamérő áll az amatőr rendelkezésére, ezekkel végezhet frekvenciamérést adó- és vevőkészülékében. Ezekkel a berendezésekkel azonban csak a gerjesztett rezgőkör rezonanciafrekvenciája mérhető meg; a nem gerjesztett rezgőkör nem szolgáltat energiát, amely lehetővé tenné abszorpciós frekvenciamérő esetén az indikálást, lebegtetős frekvenciamérő esetén pedig az interferencia-hang kialakulását. Ennek az a következménye, hogy pl. az URH szupervevő RF előerősítő-fokozatának a behangolásához szignálgenerátort kell használnunk, ami pedig azzal a veszéllyel jár, hogy az alaphullám helyett valamilyen harmonikusára hangolunk.

Mindezek a hátrányok kiküszöbölhetők a „grid-dip-oszcillátor” néven ismeretes kapcsolat segítségével. Ez az oszcillátor az abszorpciós (passzív) frekvenciamérő fordítottja, vagyis aktív frekvenciamérő. Az abszorpciós frekvenciamérő — mint ismeretes — úgy működik, hogy rezonancia esetén energiát von el a gerjesztett rezgőkörből, és ezzel az energiával végzi az indikálást, amely akár kisfogyasztású izzólámpa, akár egyenirányító után kapcsolt műszer segítségével történhet. Az abszorpciós frekvenciamérő rezgőkörét nem gerjesztjük. A dip frekvenciamérő rezgőkörét viszont, éppen



298. ábra. Nagy hullámterjedelmű „grid-dip” frekvenciamérő egy elkészült példánya

megfordítva, gerjeszteni kell; a mért rezgőkör — tetszés szerint — gerjesztett vagy nem gerjesztett is lehet. Ha a mért rezgőkört nem gerjesztjük, akkor ez viselkedik abszorpciós körként, és von el energiát a dip frekvenciamérőből, ha rezonanciában van azzal. Ha a mért rezgőkört gerjesztjük, akkor a dip frekvenciamérő von el ettől energiát rezonancia esetén. A dip frekvenciamérő energiája az első esetben csökken, az utóbbiban növekszik.

Ha az oszcillátorcső rácslevezető ellenállásának a hideg vége és a föld közé érzékeny áramjelzőt kapcsolunk, akkor ezen — oszcilláció esetén — rácsáram folyik keresztül, amelynek a nagysága a rezgőkör energiájától függ; amikor tehát csökken a rezgőkör energiája, csökken a rácsáram is. A dip frekvenciamérőnél ezt a rácsáramváltozást használjuk fel a rezonancia indikálására. Minthogy a jóminőségű rezgőkörök rezonancia görbéje igen keskeny, a rezonancia helyén a rácsáram változása is rendkívül hirtelenül következik be, az áramjelző mutatója hirtelenül kileng, vagy visszaesik; ezt a

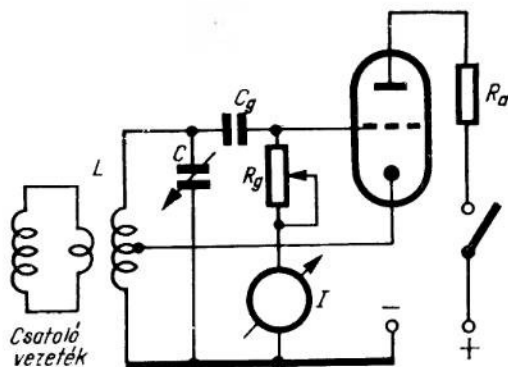
jelenséget az idegen nyelvű irodalomban „dip”-nek nevezik, és a kapcsolás a nevét is innen kapta.

A dip frekvenciamérő elvi kapcsolása a 299. ábrán látható. Alapjában véve teljesen közömbös, hogy milyen rendszerű oszcillátort használunk; legjobban bevált az induk-tív hárompont- (Hartley-) és a kapacitív hárompont- (Colpitts-) kapcsolás. Ezek az oszcillátorok jól rezegnek, és csak három, ill. két tekercsvégződésük van. A rezgőköröket a kívánt frekvenciartománynak megfelelően kell méretezni. A méretezéshez a Thomson-képletnek az alábbi – rövidhullámú számítások céljára alkalmasan átalakított – alakjait használjuk:

$$f_{[\text{MHz}]} = \frac{159}{\sqrt{L_{[\text{H}]} \cdot C_{[\text{pF}]}}}$$

$$L_{[\mu\text{H}]} = \frac{25300}{f_{[\text{MHz}]}^2 \cdot C_{[\text{pF}]}}$$

$$C_{[\text{pF}]} = \frac{25300}{f_{[\text{MHz}]}^2 \cdot L_{[\text{H}]}}$$

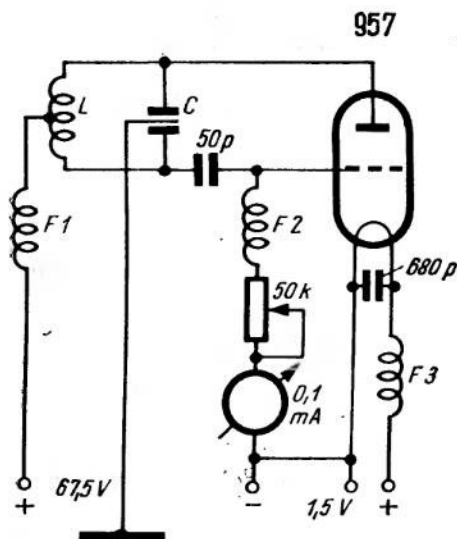


299. ábra. Grid-dip-mérő elvi kapcsolása

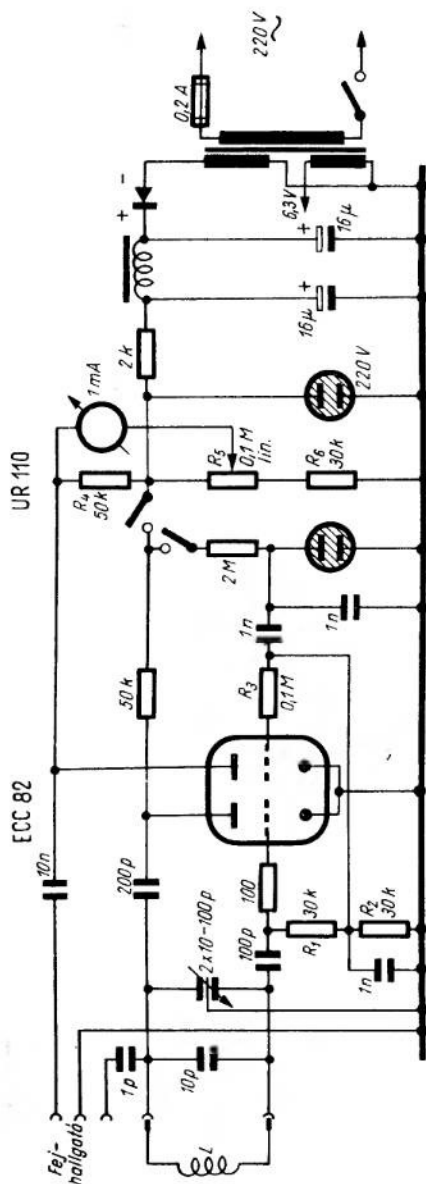
Az indikátorműszer kitérése az  $R_g$  rácstelevezető ellenállás változtatásával szabályozható. A rezgőkör a  $C_g$  kondenzátoron át csatlakozik a cső rácshoz. A katódot az  $L$  rezgőköri tekercs megcsapolásához kapcsoljuk; ez biztosítja a begerjedéshez szükséges visszacsatolást. Ha az  $L$  rezgőköri tekercset a készülék házában kívül helyezük el, akkor a mért körhöz közvetlenül ezzel csatlakozhatunk, de használhatunk külön csatoló-

vezetéseket is; az utóbbi esetben a teljes rezgőkör a készülék házában belül helyezhető el. Az indikáló műszer lehetőleg érzékeny – 50–100  $\mu\text{A}$  végkitérésű – legyen. Mint-hogy a dip frekvenciamérőt mérés közben többnyire kézben tartjuk, gondoskod-nunk kell a kézkapacitás hatásának a kikü-szöböléséről, és földelt forgórészű hangoló-kondenzátort kell alkalmaznunk.

A dip (grid-dip) frekvenciamérő pontos mérésre nem alkalmas. Mint könnyű és egyszerűen kezelhető készülék nem lehet elég stabil felépítésű, és rendszerint a frekvenciaállandósága sem a legjobb. A rezonancia pont minél pontosabb beállíthatósága érdekében mindenesetre célszerű a lehető leglazábban csatlakozni a mért rezgőkörhöz. A 300. ábra URH grid-dip frekvencia-mérő kapcsolását mutatja be. Az oszcillá-tor Colpitts-kapcsolású. Az alkalmazott cső 1,5 V feszültségű egyenárammal fűtött



300. ábra. URH grid-dip-mérő



301. ábra. „DARC-1. sz. szabványkapcsolás” típusú grid-dip-mérő

makk-cső. Az  $F_1$ – $F_3$  fojtók inductivitása kb.  $1 \mu\text{H}$ , az osztott állórészű forgókondenzátor kezdeti és végkapacitása közötti különbség  $11 \text{ pF}$ .

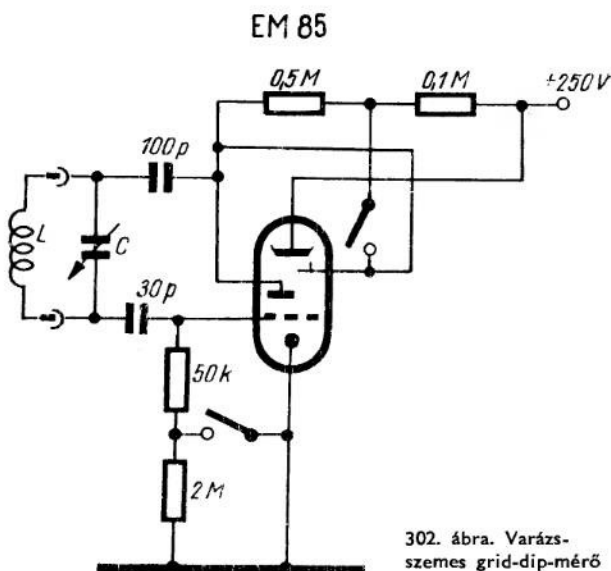
Most néhány, amatőrök által kifejlesztett és kipróbált kapcsolást ismertetünk, amelyek az eredeti grid-dip frekvenciamérőt bizonyos mértékig tökéletesítették.

A 301. ábra a „DARC-1-es sz. szabványkészülék” kapcsolását mutatja be. A készülék egy ECC 82 típusú iker-triódát tartalmaz, amelyek az egyik rendszere Colpitts-kapcsolású oszcillátor, másik rendszerét pedig egyenáramú csővoltmérőnek képezték ki. Az érzékeny, drága műszer ezáltal megtakarítható, és megfelel egy  $1 \text{ mA}$  végkitérésű milliampermérő is. Az egyenáramú csővoltmérő hídkapcsolású. A híd egyik ágát a cső  $R_b$  belső ellenállása alkotja. A rácslőfeszültség megváltoztatása megváltoztatja a cső belső ellenállását, a híd egyensúlya felbomlik, és a műszeren áram folyik keresztül. A híd az  $R_5$  potenciómterrel egyenlíthető ki. A csővoltmérőt vezérlő egyenfeszültséget az  $R_1$ , és az  $R_2$  rácslévezető ellenállásokon átfolyó rácscsaram szolgáltatja. Mithogy a két ellenállás egyenlő értékű, az  $R_3$  ellenálláson át az egyenáramú csővoltmérő rácscsára jutó feszültség fele az oszcillátorcső rácscsára levő egyenfeszültségnek. Az  $R_2$  ellenállást kondenzátorral sörtyöljük, hogy a csővoltmérő rácscsára ne jusson RF feszültség. A mért rezgőkör vagy indukció csatlakozható az oszcillátor-

körhöz a készülék házába kívülről bedugaszolható rezgőköri tekercs révén, vagy kapacitív, az oszcillátorkört a csatlakozóhüvellyel összekötő 1 pF kapacitású kondenzátoron keresztül. A rezgőkörön egyenáram nem folyik át; a rácshoz 100 pF, az anódhoz pedig 200 pF kapacitású kondenzátoron át csatlakozik. Közvetlenül a rácshoz 100  $\Omega$  értékű ellenállás csatlakozik, amely meggátolja parazita rezgések kialakulását.

Az oszcillátor rácspan modulálható; a moduláló feszültség 1 nF kapacitású kondenzátoron át csatlakozik a rácskörhöz. A moduláló feszültséget ködfénylámpás generátor szolgáltatja, amelyben UR 110 típusú ködfénylámpát alkalmaztak. A készülékhez fejhallgató kapcsolható, amellyel vagy a ködfénylámpás generátor által keltett hangfrekvenciás jel, vagy — az anódfeszültség kikapcsolása után — egy beállított állomás adása hallgatható. A készülék tehát a következő üzemmódokban működhet:

1. Aktív (a) frekvenciamérő.
2. Passzív (p) frekvenciamérő.
3. Vizsgáló adó (modulációval vagy anélkül).
4. Ellenőrző vevő (monitor).
5. Állandó frekvenciájú hangfrekvenciás generátor.



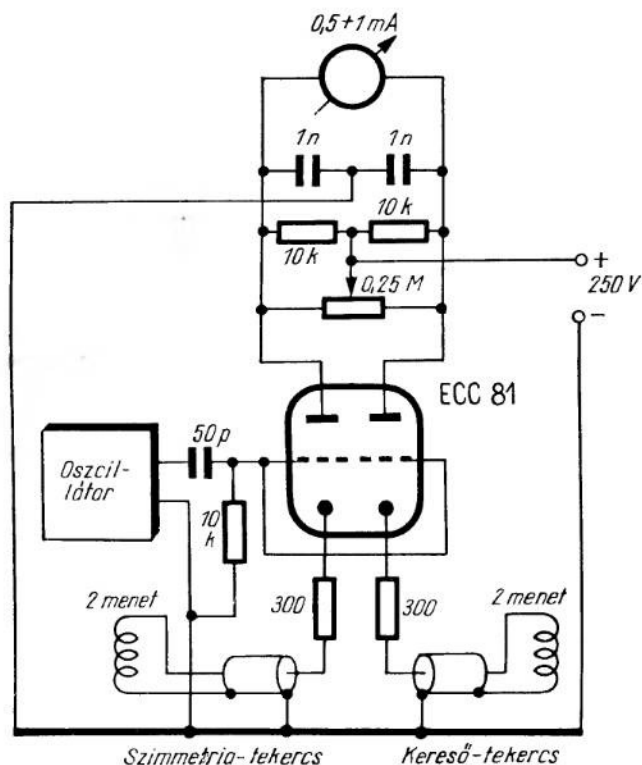
302. ábra. Varázsszem-es grid-dip-mérő

A rajz szerint kapcsolt indikáló műszer „a-frekvenciamérő” üzemmódban jobbra, „p-frekvenciamérő” üzemmódban balra leng ki.

A 302. ábra olyan a—p frekvenciamérő kapcsolását mutatja be, amely oszcillátor- és indikátorként egyetlen hangolászjelző csövet alkalmaz. A varázsszem EM 85 típusú. Mint oszcillátor minden nehézség nélkül használható kb. 250 MHz-ig. 40 MHz-nél kisebb frekvenciákon induktív visszacsatolást, nagyobb frekvenciákon hárompontkapcsolást célszerű alkalmazni. A készülék a kapcsoló zárt állásában a-frekvenciamérőként működik. Ha az oszcillátor rezeg, akkor a hangolászjelző ernyőjén az árnyék szöge kicsi. Ha egy másik rezgőkör energiát von el az oszcillátorból, akkor csökken a rácásáram, az árnyék szöge pedig megnő. A kétsarkú kapcsoló nyitott állásában az anódfeszültség nagyon kicsi, és az oszcillátor nem rezeg; a készülék ilyenkor p- (abszorpció) frekvenciamérőként működik. Ha a rezgőkör rezonancia esetén energiát von el egy másik körből, akkor a jelzőcső ernyőjén az árnyék szöge a vezérlőrácsra bekövetkező egyenirányítás következtében kisebb lesz.

A 303. ábra egy másik a—p frekvenciamérő kapcsolását mutatja be; ennek tulajdonságai több szempontból kedvezőbbek, mint az egyszerű a—p frekvenciamérőé. A készülék szimmetrikus felépítésű. Ameddig a szimmetria fennáll, addig az áramjelzőn nem folyik át áram; az ECC 81 típusú ikertrióda rácán levő feszültség ingadozása

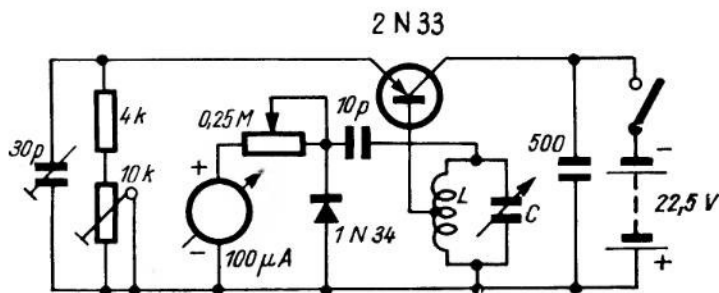




303. ábra. „Anód-dip” frekvenciamérő kapcsolása

csatlakoznak a két csőrendszer katódjához. Ha egy rezonáns rezgőkör energiát vesz fel a kereső-tekercsből, akkor megbomlik a kapcsolás szimmetriája, és az áramjelző mutatója kilendül. Az oszcillátor tetszés szerinti kapcsolású lehet.

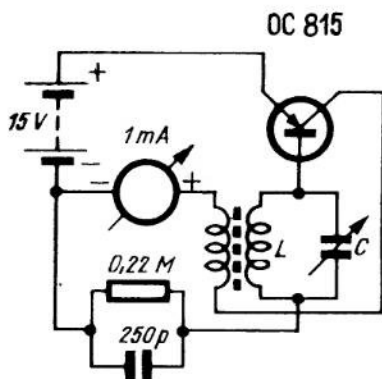
Az a—p frekvenciamérő tranzisztorok alkalmazásával tovább tökéletesíthető; a javulás főképpen abban nyilvánul meg, hogy a készülék méretei csökkenthetők, és egyszerűbbé válik az áramellátása.



304. ábra. Tűs-tranzisztoros dip-mérő kapcsolása

sem befolyásolja az áramjelző kitérését. Előnyös a kereső-tekercs alkalmazása is, amely lehetővé teszi, hogy a készülék többi részét — az oszcillátort, az indikátort és a hálózati részt — nagyobb, közös házban helyezzük el. Minthogy nem kell kicsinek és könnyen kezelhetőnek lennie, mint az előzőekben ismertetett a—p frekvenciamérőnek, stabilabb lehet az oszcillátor felépítése, ami pontosabb mérést tesz lehetővé. A szimmetria kedvéért a kereső-tekercs párjaként egy ún. szimmetria-tekercsset kell a készülékbe építeni, amely ugyancsak a közös házban helyezhető el. A kereső-tekercs is és a szimmetria-tekercs is szigetelt, merev huzalból készült 2 menetből áll; a tekercs átmerője kb. 25 mm. A tekercs 300—500 mm hosszú koaxiális kábel-darab közvetítésével

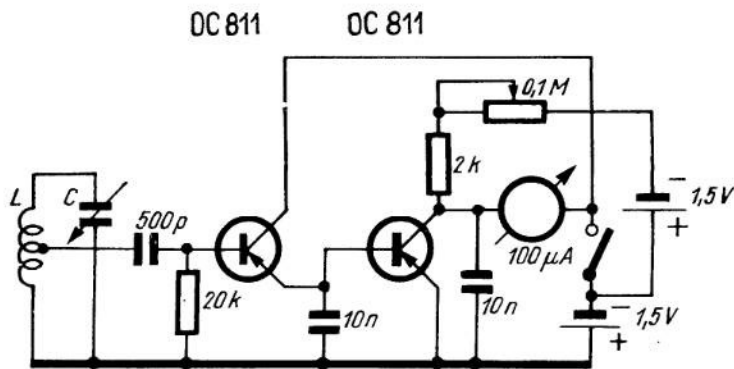
A 304. ábra az RCA-gyár a—p frekvenciamérőjének a kapcsolását mutatja be; a készülék egyetlen, 2 N 33 típusú tús tranzisztort tartalmaz. A jelzés az oszcillátor RF feszültségének a mérése útján történik. Az oszcillátorkör jóságának igen nagyra kell lennie, hogy rezonancia esetén jól észlelhető mutató kitérés keletkezhessek; a tranzistor bázisa ennek érdekében az  $L$  hangoltkörüi tekercs megcsapolásához csatlakozik. Az indikátort 10 pF kapacitású kondenzátor csatolja a rezgőkörhöz. Az oszcillátor RF rezgését az 1 N 34 típusú germánium-dióda egyenirányítja. A műszer érzékenysége potencióméterrel szabályozható. A trimmer a legerőteljesebb oszcilláció beállítására szolgál; a legnagyobb RF teljesítmény az emitter-körüi változtatható értékű ellenállással állítható be. Az áramjelző mutatója rezonancia esetén hirtelenül visszaesik. A készüléket 22,5 V feszültségű, kisméretű telep táplálja.



305. ábra. Réteg-tranzisztoros dip-mérő kapcsolása

A 305. ábra rétegtranzisztoros a—p frekvenciamérő kapcsolását mutatja be. Az alkalmazott OC 815 típusú tranzistor a VEB WBN Teltow gyártmánya. A földelt emitterű oszcillátor induktív visszacsatolású. A készüléket a nagyothalló-készülékekben is alkalmazott, kisméretű telep táplálja; a kollektoráram csak 0,4 mA. A rezonancia indikálása a kollektor-körbe kapcsolt áramjelzővel történik. Ha a vizsgált rezgőkör energiát von el az oszcillátorból, akkor a kollektor-áram — a csatolás mértékétől függően — 20—30%-kal visszaesik; a kitérés a műszeren észlelhető. A készülék csak 300 kHz-ig használható.

A tranzisztoros kapcsolások között még egy nagy érzékenyséű, tranzisztoros erősítővel egybeépített p- (abszorpciós) frekvenciamérőt ismertetünk. A p-frekvenciamérők nagy hibája, hogy nagy a fogyasztásuk; a jelző annyira csillapítja a rezgőkört, hogy a



306. ábra. Abszorpciós frekvenciamérő tranzisztoros erősítővel

rezonancia lapossá válik. Csökken a készülék fogyasztása és élesedik a rezonancia, ha a frekvenciamérőt — a 306. ábra szerinti kapcsolásban — kétfokozatú, tranzistoros erősítővel egészítjük ki. A WBN Teltow-gyártmányú OC 811 típusú tranzisztorok megfelelnek a célnak. Az első tranzisztor RF demodulátorként működik. Emitter-árama a bázisára kapcsolt RF rezgések hatására megnő; minthogy pedig az első tranzisztor emitter-árama egyúttal a második tranzisztor bázis-árama is, vezérli a második tranzisztor kollektív-áramát. A második tranzisztor csővoltmérő-kapcsolású; kollektorához hídkapcsolásban érzékeny mikroampermérő csatlakozik; a híd a  $0,1\text{ M}\Omega$  ellenállású potenciométerrel egyenlíthető ki. A hőmérsékletváltozás befolyásolja a híd egyensúlyát, ezért a kiegyenlítést minden mérés előtt újra el kell végezni. Az első tranzisztor bázisa a rezgőköri tekercs megcsapolásához csatlakozik; a megcsapolást a tekercsnek a hideg végétől számított  $1/10$ – $1/30$  részénél kell készíteni. A rezgőkör csillapítása így igen csekély ( $0,5$ – $2\text{ M}\Omega$ ). A készülék áramfelvétele kb.  $1\text{ mA}$ ; a tápláló zseblámpaelem élettartama így rendkívül nagy lehet.

## 7.52 Hitelesítés és alkalmazási lehetőségek

a) Az a–p frekvenciamérő hitelesítése.

A kalibrálás mindig frekvenciában történik. Hitelesítéskor az a–p frekvenciamérőt a lehető leglazábban csatoljuk egy lebegtetős frekvenciamérőhöz, és a hitelesítést az abban keletkező interferenciahang alapján végezzük. A hitelesítést sávonként kell végezni. Először is a sáv kezdetét és végét állítjuk be, ügyelve arra, hogy az egyes sávok között megfelelő átfedés legyen. Ezután a lebegtetős frekvenciamérőn egymás után beállítjuk a kijelölt hitelesítési pontokat, majd az a–p frekvenciamérő forgókondenzátorával megkeressük a lebegtetős frekvenciamérőben hallható interferenciahangot, és beállítjuk a fűtymélypontot, az a–p frekvenciamérő skálájának a megfelelő helyét pedig megjelöljük. Így kalibráljuk az a–p frekvenciamérőt, sávonként, pontról pontra. Vigyázzunk arra, hogy a lebegtetős frekvenciamérővel ne az a–p frekvenciamérő jelének valamelyik harmonikusát hitelesítsük. Ebből a szempontból biztosabb, ha az egyes sávok kezdetét és végét abszorpciós frekvenciamérővel állapítjuk meg. Természetesen az is jó megoldás, ha az a–p frekvenciamérőt „p- (abszorpciós) frekvenciamérő” állásban hitelesítjük; ehhez azonban az szükséges, hogy a lebegtetős frekvenciamérő akkor teljesítményt adjon le, amekkora elegendő ahhoz, hogy az a–p frekvenciamérő áramjelzője kellőképpen kitérjen.

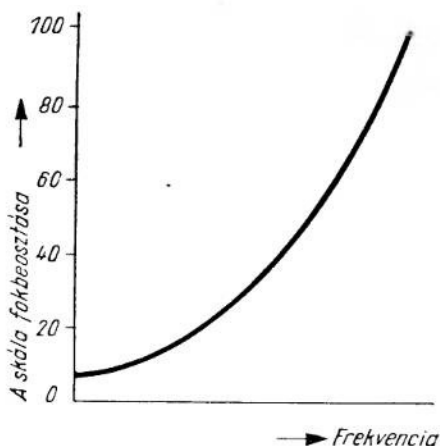
A „p-frekvenciamérő” állásban kikapcsoljuk az a–p frekvenciamérő anódfeszültségét. Az a–p frekvenciamérő ebben az állásban nem oszcillál, hanem rezonancia esetén energiát von el a lebegtetős frekvenciamérőből, a kalibrálás tehát nem a lebegtetős frekvenciamérőben keletkező interferencia-hang, hanem az a–p frekvenciamérő áramjelzőjének a legnagyobb kitérése alapján történik.

Ha a hitelesítésre lebegtetős frekvenciamérő nem áll rendelkezésünkre, akkor kalibrált műsorvevőt, vagy rövidhullámú vevőt is használhatunk. Rezonanciajelzésre műsorvevőnél a hangolászjelző használható, rövidhullámú vevőnél pedig a lebegtető oszcillátort kell bekapcsolnunk, és a keletkező interferencia-hang alapján hangolunk, vagy — ha van — az S-mérőt használjuk indikátorként.

A–p frekvenciamérőnél nem volna értelme nagyon pontos hitelesítésre törekednünk, mert az egyszerű oszcillátorkapcsolások és a részben árnyékolatlan rezgőköri tekercsek következtében amúgy sem számíthatunk nagy frekvenciastabilitásra.

A frekvenciaskála — az a—p frekvenciamérő megépítésének a módjától függően — többféle kivitelű lehet. A rendszerint kis, könnyen kezelhető alakúra épített a—p frekvenciamérőn nincs hely áttételes hajtású egyenes vagy kör-skála elhelyezésére.

Általában kétféle skála használatos. Az egyik az egyszerű kör-skála; a mutatója plexiüvegbe karcolt hajszálvonás, a plexiüvegdarab a forgatógombbal együtt mereven rá van ékelve a forgókondenzátor tengelyére. A skála két szembenálló félkörre oszlik, mindegyik félkörön más-más frekvenciasávnak megfelelő beosztással. A másik skálafajta a nagytérű forgatógomb, amelyiknek a kerületén félkörben fokbeosztás — pl. 0-tól 100-ig — van. Az ilyen rendszerű skálához hitelesítési görbét is kell készíteni (307. ábra), amelyet derékszögű koordináta-rendszerben veszünk fel. Az ordinátán (Y-tengely) a forgatógomb beosztását pl. 0-tól 100-ig, az abszcisszatenegelyen (X-tengely) pedig a frekvenciát ábrázoljuk. Az ugyanahhoz a frekvenciasávhoz tartozó pontok összekötése adja a hitelesítési görbét.



307. ábra. Hitelesítési görbe elvi rajza

URH a—p frekvenciamérő hitelesítése legegyszerűbben a vele csatolásba hozott Lecher-vezeték segítségével végezhető. A Lecher-vezetéken eltolható rövidzárral meg kell keresni azokat a pontokat, amelyekben a frekvencia áramjelzője rezonanciát jelez (308. ábra). Két, egymást követő pont távolsága a hullámhosszúság felével egyenlő. A pontok közötti távolság leolvasása annál pontosabb, minél több pont helyét állapítjuk meg. Ha két, egymást követő pont közötti távolság  $l$ , akkor a keresett frekvencia:

$$f_{[\text{MHz}]} = \frac{300}{2 l_{[\text{m}]}}$$

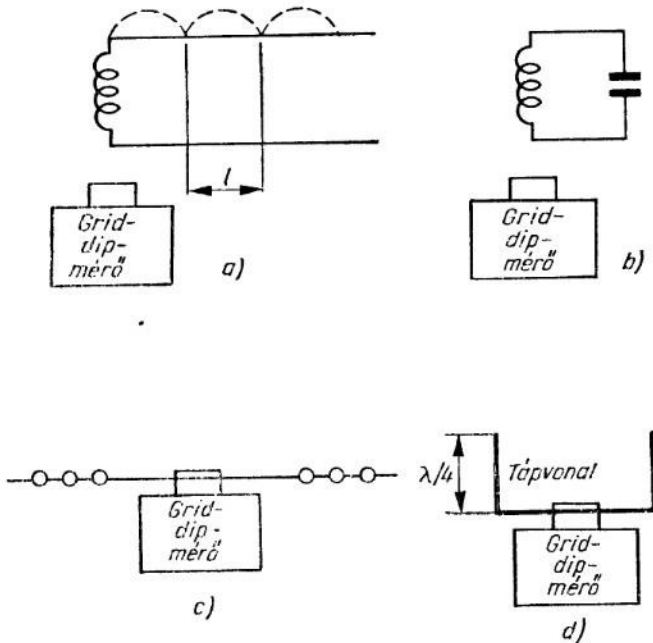
Az ilyen módon megállapított frekvencia valamivel nagyobb a valóságosnál, azonban a mérés pontossága az a—p frekvenciamérővel szemben támasztott igényeket kielégíti. A frekvencia valóságos értéke az így kiszámított frekvencia 0,975-szöröse.

Az amatőrök nagyon kedvelik az a—p frekvenciamérőt, részben egyszerűségéért és könnyű megépíthetőségéért, részben pedig sokoldalú alkalmazhatóságáért.

#### a) Aktív frekvenciamérő üzem

Az a—p frekvenciamérő ebben az alkalmazásban RF rezgéseket kelt, amelyekkel megállapítható a passzív (nem gerjesztett) rezgőkörök rezonancia-frekvenciája (308. ábra). Ilyen körök például a vevőkészülékek rezgőkörei, vagy pedig az adók nem gerjesztett körei. A—p frekvenciamérővel tehát akkor is meg tudjuk mérni a rezgőkörök rezonanciafrekvenciáját, ha az adó, ill. vevő nincs bekapcsolva.

Méréskor az a—p frekvenciamérő tekercsét a vizsgált rezgőkörhöz közelítjük. Rezonancia esetén a rácsáramot mérő műszer mutatója az energiaelvonás következtében visszaesik. Ha a rezonancia jelzésére hídkapcsolást használunk, akkor rezonancia ese-



308. ábra:

a) mérés Lecher-vezetéken három rezonanciahelyvel; b) rezgőkör rezonanciafrekvenciájának a mérése; c) antenna rezonanciafrekvenciájának a mérése; d) hanglót tápvonal mérése

tén a műszer mutatója — a műszer bekötésétől függően — akár visszaeshet, akár még jobban kilenghet. A mérés annál pontosabb, minél lazább a csatolás az a—p frekvenciamérő és a vizsgált kör között. Ha a mérést olyan készülékben végezzük, amelyikben több rezgőkör is van, könnyen juthatunk helytelen eredményhez. A mérés helyességéről úgy győződhetünk meg a legkönnyebben, ha a vizsgált rezgőkört megérintjük és ezáltal elhangoljuk. Ha a mérés helyes, akkor az indikáló műszernek eközben vissza kell térnie eredeti állásába.

#### b) Passzív frekvenciamérő üzem

Ha az a—p frekvenciamérőt abszorpciós, tehát passzív frekvenciamérőként akarjuk alkalmazni, nem kell mást tennünk, mint kikapcsolni az anódfeszültséget, hogy az oszcilláció megszűnjék. Ebben az üzemben természetesen csak aktív (gerjesztett) rezgőkörök rezonanciafrekvenciája határozható meg; ilyenek pl. a vevőkészülékek oszcillátorkörei, vagy az üzemben levő adók rezgőkörei. Az a—p frekvenciamérő energiát von el ezekből az aktív rezgőkörökből, és — egyenirányítás után — jelzésre használja fel azt.

#### c) Modulált vizsgáló-adó üzem

Ha az a—p frekvenciamérő RF rezgését hangfrekvenciás jellel moduláljuk, akkor vizsgáló-adó- (szignálgenerátor-)ként használható, és vevők RF és KF köreinek a behangolására alkalmas. Tekintettel a készülék kis méreteire, a hangfrekvenciás rezgés

keltésére egyszerű ködfénylámpás hanggenerátor alkalmazása a legcélszerűbb, de többnyire megelégszünk az 50 Hz hálózati frekvenciával is. A vevő hangolása egyébként ugyanúgy történik, mint szignálgenerátorral.

#### d) Ellenőrző-vevő üzem

Ha az a—p frekvenciamérőt ellenőrző-vevőként kívánjuk alkalmazni, akkor kikapcsoljuk az anódfeszültséget, a jelző helyére pedig fejhallgatót kapcsolunk; az a—p frekvenciamérő ilyenkor kristálydetektoros vevőként működik. A demoduláció rács-egyenirányítással történik. A rövidhullámú amatőr ebben az üzemmódban lehallgathatja és ellenőrizheti a saját távbeszélőadását. Antennaként rövid huzaldarab is elegendő, amelyet kiskapacitású kondenzátor közvetítésével csatlakoztatunk a rezgőkörre.

#### e) Hangfrekvenciás generátor üzem

Ha az a—p frekvenciamérőben előállított hangfrekvenciás rezgéseket kivezetjük a készülékből, akkor pl. morzeadás gyakorlására csőbúgóként, vagy vevőkészülékek hangfrekvenciás részének, ill. hangfrekvenciás erősítőknél a vizsgálatára használható.

#### f) Induktivitás- és kapacitásmérés

Induktivitás- és kapacitásmérés kétféleképpen történhet. Az egyik mód az, hogy az ismeretlen  $L_x$  induktivitást, ill.  $C_x$  kapacitást ismert  $C_m$  kapacitással, ill.  $L_m$  induktivitással rezgőkörre kapcsoljuk össze, és az a—p frekvenciamérővel megállapítjuk a rezonanciafrekvenciáját. Az ismeretlen  $L_x$  induktivitás, ill. a  $C_x$  kapacitás az ismert Thomson-féle képletek:

$$L_x [\mu\text{H}] = \frac{25\,300}{f^2_{[\text{MHz}]} \cdot C_m [\text{pF}]}, \text{ ill.}$$

$$C_x [\text{pF}] = \frac{25\,300}{f^2_{[\text{MHz}]} \cdot L_m [\mu\text{H}]}$$

segítségével könnyen kiszámítható. A mérés megfelelő hitelesítési görbék készítésével még egyszerűbbé tehető.

A másik mérési módszer abból áll, hogy a készülékbe az a—p frekvenciamérő saját rezgőköréhez lazán csatolt másik rezgőkört is építünk be, amelynek a saját frekvenciája átkapcsolható, úgy, hogy vagy az a—p frekvenciamérő legnagyobb, vagy a legkisebb saját frekvenciájával egyezzenek. Kapacitásmérésre abban az állásban használjuk a rezgőkört, amelyikben saját frekvenciája az a—p frekvenciamérő legnagyobb frekvenciájával egyenlő. A mérés úgy történik, hogy az ismeretlen kapacitású kondenzátort párhuzamosan kapcsoljuk ezzel a rezgőkörrel, amelynek a rezonanciafrekvenciája ezáltal lecsökken. Az a—p frekvenciamérővel megkeressük a megváltozott rezonanciafrekvenciát, amelyből az ismeretlen kapacitás — ugyancsak a Thomson-képlet segítségével — kiszámítható. Még egyszerűbb a mérés, ha az a—p frekvenciamérőt frekvencián kívül mindjárt kapacitásban is kalibráljuk. A mérhető legnagyobb kapacitás értékét az a—p frekvenciamérő legkisebb saját frekvenciája határozza meg. Induktivitásmérésre abban az állásban használjuk a rezgőkört, amelyikben saját frekvenciája az

a—p frekvenciamérő legkisebb frekvenciájával egyenlő. Ha az ismeretlen induktivitást párhuzamosan kapcsoljuk a rezgőkörrel, akkor a rezonanciafrekvenciája megnő; a frekvenciaváltozás annál kisebb, minél nagyobb az ismeretlen induktivitás értéke. A mérhető legnagyobb induktivitásérték attól függ, mekkora frekvenciaváltozás olvasható le egyértelműen az a—p frekvenciamérő skáláján.

#### g) Antenna- és vezetékmerések

Az a—p frekvenciamérőt a 308. ábrán látható módon csatoljuk a mérendő antennához. Nem szabad elfelejtenünk, hogy az a—p frekvenciamérő nem csak akkor indikál, ha az antenna — amely nem más, mint egy nyitott rezgőkör — az a—p frekvenciamérő oszcillátor alapfrekvenciájával, hanem akkor is, amikor valamelyik harmonikusával van rezonanciában. Hasonlóan mérhetjük vezetékek és hangolt tápvonalak rezonanciáját is.

#### h) Térerősségmérés

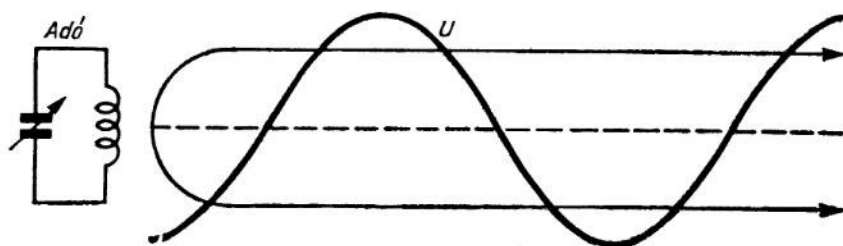
Hangolt antennák iránykarakterisztikájának a felvételére szolgáló, egyszerű térerősségmérés „abszorpciós frekvenciamérő” állásban végezhető az a—p frekvenciamérővel. A jelzés érzékenysége pótantennával növelhető. Az adás modulációs tartalma fejhallgatóval vehető

#### i) Relatív jóságmérés

Ha az a—p frekvenciamérő és a mért tárgyak közötti csatolás foka megegyező, akkor relatív jóságmérés is végezhető; a tekercs, a kondenzátor, ill. az egész rezgőkör relatív jóságára az áramjelző mutatójának különböző mértékű kilengéséből következtethetünk.

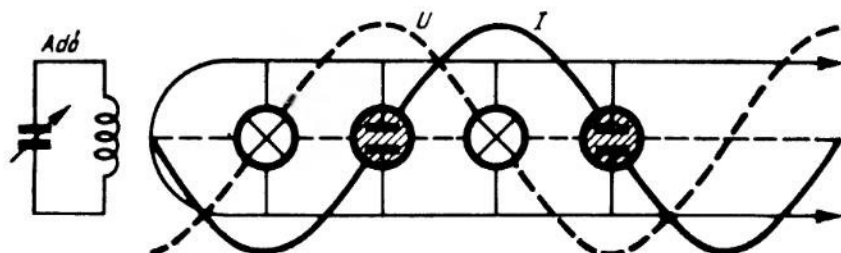
## 7.6 URH FREKVENCIAMÉRŐK

A megszokott grid-dip-mérő és abszorpciós frekvenciamérő kb. 150 MHz frekvenciáig használható. Nagyobb frekvenciákon különleges mérőberendezésekre van szükség. Az URH hullámhosszúságmérésre használható legegyszerűbb eszköz, amelyről azonban szintén nem szabad megfeledkeznünk, a Lecher-vezeték, amellyel már a rádiózás fizikai alapjait tárgyaló részben megismerkedtünk. Mérési célokra a lehetőség szerint szabadon elhelyezett vezetékpár a legalkalmasabb, amelyet csatolóhurokkal csatlakoztatunk a rezgő audionhoz vagy az adóhoz. A vezetékre eltolható rövidzárt, vagy ködfény-, ill. izzólámpát szerelünk. A vezeték elvi rajza a 309. ábrán látható. Sárga- vagy



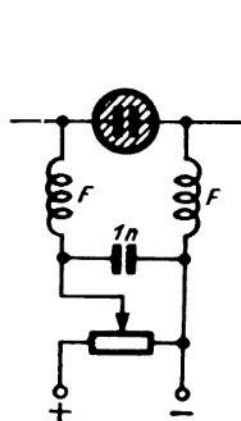
309. ábra. Lecher-vezeték elvi rajza



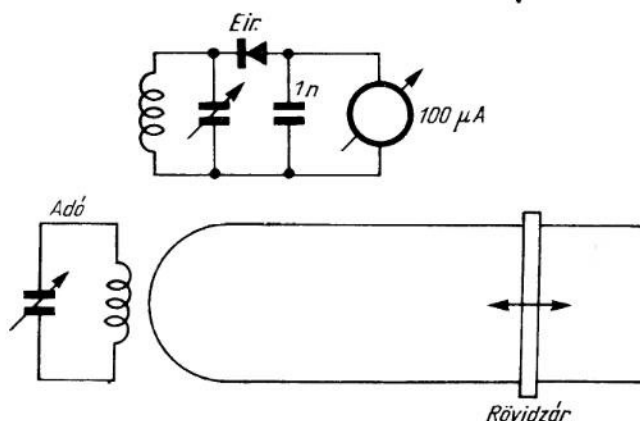


310. ábra. Lecher-vezetéken kialakuló csomópontok és áram- (feszültség) maximumok

vörösrézcsőből, ill. kemény vörösrézhuzaiból készül; a két vezetékszál közötti távolság a cső, ill. huzal átmérőjének 5–10-szerese. Minthogy a vezeték egyik vége nyitott, visszaverődés keletkezik és állóhullámok alakulnak ki. A feszültség és az áramerősség eloszlását a vezeték mentén a 310. ábra mutatja. Mint a vezetékelméletből ismeretes, pl. két feszültségmaximum („feszültség-has”) közötti távolság a vezetékre kapcsolt rezgés hullámhosszának a felével egyenlő. Ha van a feszültség mérésére alkalmas berendezésünk, akkor a feszültségmaximumok helye, a közöttük levő távolság és a hullámhossz könnyen meghatározható. Növeli a mérés pontosságát, ha több egymást követő maximum távolságát mérjük meg, és ezek középértékét tekintjük irányadónak. Ha nem feszültség-, hanem árammérő berendezésünk van, akkor árammaximumokat keresünk. Két szomszédos árammaximum helye ugyancsak  $\lambda/2$  távolságban van egymástól, de a feszültségmaximumok helyéhez képest  $\lambda/4$  távolsággal eltolva; az árammaximumok helye a feszültségcsomópontok (feszültségminimumok) helyével esik egybe. Ha a vizsgált adó 0,5 W-nál nagyobb teljesítményű, akkor kis zseblámpa-izzó (2,5 V 0,1 A vagy 3,8 V 0,07 A) vagy kis ködfénylámpa (UR 110) is megfelel. Kisebb adóteljesítmény esetén érzékenyebb indikációra van szükség. A ködfénylámpás indikáció érzékenysége pl. a ködfénylámpára kapcsolt előfeszültséggel növelhető. Az előfeszültség értékét egy potenciométerrel úgy kell beállítani, hogy valami-

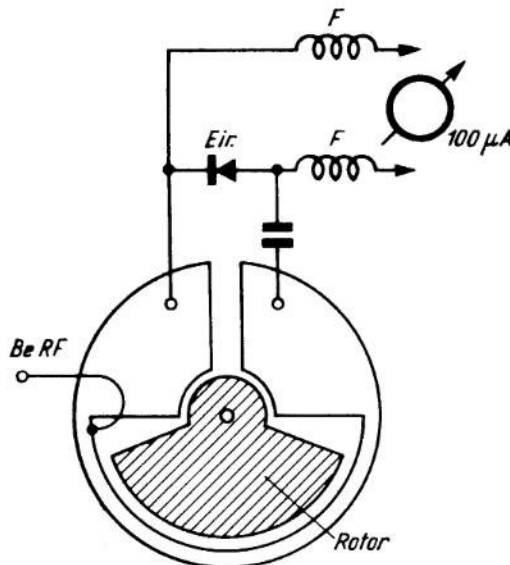


311. ábra. Előfeszített ködfénylámpás indikátor



312. ábra. Érzékeny indikátor Lecher-vezetékes mérésre

vel kisebb legyen a ködfénylámpa gyújtófeszültségénél; ilyen körülmények között már igen kis RF feszültség is elegendő a ködfénylámpa meggyújtásához. Az előfeszültséget betápláló vezetékekbe fojtótekerccset kell kapcsolni (311. ábra), hogy az RF rezgést távol tartsuk az egyenáramú körtől. Még érzékenyebb módszert mutatunk be a 312. ábrán. A vezeték mentén eltolható rövidzárát mozgatunk. Ha a vezeték hossza  $\lambda/2$  vagy annak egészszámú többszöröse, akkor rezonáns rezgőkör módján viselkedik,



313. ábra. Pillangókörös URH frekvenciamérő

és energiát von el a vele laza csatolásban levő indikátor-körből, amit az indikáló műszer visszaesése jelez. Valamennyi ismertetett mérésnél ügyelni kell arra, hogy a rövidzáron túl levő vezetékszakaszon ne keletkezessenek zavaró visszaverődések; legbiztosabb, ha a vezetéket a hullámimpedanciájával lezárjuk.

200 MHz-nél nagyobb frekvenciákon történő frekvenciamérésre koncentrált elemekből álló rezgőkör már nem alkalmas. A 313. ábra pl. pillangókört ábrázol, ehhez csatlakozik az egyenirányító és az indikálóberendezés. A rotor forgatásakor egyidejűleg változik az induktivitás és a kapacitás. A frekvencia a rajzolt helyzetben a legnagyobb, 180°-kal elforgatva kb. az  $1/3$ -ára csökken. Nagy gondot kell fordítani a meghajtás mechanikai kivitelére. Az RF energiát induktív, csatoló hurok révén juttatjuk a körbe.

## 8.1 A TRANZISZTOROK ALAPVETŐ TULAJDONSÁGAI ÉS SZERKEZETE

*Shockley, Bardeen* és *Brattain* amerikai fizikusoknak, a Bell-laboratórium munkatársainak, 1948-ban sikerült kimutatniuk félvezető germánium-kristályok erősítő tulajdonságát. Felfedezésükért 1956-ban Nobel-díjat kaptak.

A tranzisztor-hatás felfedezése a gyengeáramú elektrotechnika fejlődésének igen jelentős állomása; párhuzamba állítható *Lieben* és *Lee de Forest* találmányának, az elektroncsőnek a jelentőségével. Sok olyan alkalmazási terület van, amelyen a tranzisztor már fölényben van az elektroncsővel szemben; ennek ellenére nem volna helyes arról beszélni, hogy a tranzisztor az elektroncsövet teljesen pótolni tudja. A tranzisztor az elektroncső duál megfelelője; ez azt jelenti, hogy nem hasonlóan, hanem bizonyos értelemben ellentétesen működik, mint az elektroncső. Ez a dualitás a tranzisztoros kapcsolások minden jellemzőjére érvényes, összehasonlítva az elektroncsöves kapcsolások jellemzőivel; hasonló ez a dualitás ahhoz, ami pl. az ellenállás és a vezetés, az induktivitás és a kapacitás, a soros és a párhuzamos kapcsolat között áll fenn. A kapcsolások kialakításánál azt az eljárást követjük, hogy megállapítunk egy-egy elektroncsöves kapcsolást, és igyekszünk megtalálni ennek a tranzisztoros megfelelőjét.

*Shockley* és társainak úttörő felfedezését félvezető anyagokkal kapcsolatos hosszú kutató munka előzte meg; a kutatások konkrét célja érzékeny deciméterhullámú detektor kifejlesztése volt. Maga a tranzisztor szó a „transfer” és a „resistor” szó összevonásából keletkezett; szó szerinti jelentése „átvivő ellenállás”. Azt akarja kifejezni, hogy a tranzisztor egy áramkörben létrejövő áramerősség-változást felerősítve képes átvenni egy másik áramkörbe.

Ha szembeállítjuk a tranzisztorok az elektroncsővel szembeni előnyeit és hátrányait, akkor ez az összehasonlítás egyúttal a tranzisztor fő alkalmazási területeit is meghatározza. A tranzisztor *előnyös* tulajdonságai a következők:

1. Mechanikai szilárdsága nagyobb, mint az elektroncsőé; károsodás nélkül elbír a nehézségi gyorsulásnál húszszerszer nagyobb gyorsulást is.
2. Sokkal kisebb méretű, mint az elektroncső. Egy szubminiatűr cső 5–10-szer akkora helyet foglal el, mint egy tranzisztor.
3. Súlya sokkal kisebb, mint az elektroncsőé.
4. Élettartama sokszorta nagyobb, mint az elektroncsőé. Folyamatban levő kísérletek azt mutatják, hogy tranzisztorok működésében 20 000 üzemóra után sem állott be észrevehető változás; az átlagos elektroncső 2000–5000 üzemóra után gyakorlatilag hasznavehetetlenné válik.

5. A működéséhez szükséges üzemi feszültségek sokkal kisebbek, mint az elektroncsőnél. Kis tranzisztoros erősítők már 3–6 V feszültséggel is táplálhatók.
6. A tranzisztort nem kell fűteni, ami megnöveli az elektronikus készülékek hatásfokát (tranzisztoros készülékeké 50%, elektroncsöves készülékeké 1–10%).
7. Az üzemi áramok kisebbek, mint az elektroncsőnél, ami lényegesen megnöveli a tápláló telepek élettartamát. Csak teljesítménytranzisztoroknál lehet szükség 10 A csúcsáramerősségre.

Természetesen *hátrányai* is vannak a tranzisztornak, ezek azonban a további fejlődés során egyre inkább eltűnnek. Említésre méltó hátrányos tulajdonságai a következők:

1. A tranzisztor alkalmazásának a felső frekvenciahatára jóval kisebb, mint az elektroncsőé. A fejlődés természetesen ezen a téren sem áll meg; ismerünk olyan tranzisztorokat, amelyeknek a felső határfrekvenciája 1000 MHz.
2. A tranzisztor nagyon érzékeny a melegedésre. Ha a környezet hőmérséklete 50 °C fölé emelkedik, akkor a tranzisztor használhatósága kérdésessé válik. Ezen a téren a 150 °C hőmérsékleten is üzemképes szilícium-tranzisztorok hoznak javulást.
3. A tranzisztor önzaja nagyobb, mint az elektroncsőé, különleges kapcsolásokkal (kisáramú tranzisztor) azonban ez is erősen csökkenthető. Válogatott tranzisztorok zajtényezője nem éri el az 5 dB értéket (Telefunken OC 603).
4. Az elektroncsővel ellentétben a tranzisztor vezérléséhez bizonyos teljesítmény szükséges. Bemenő ellenállása nagyon kicsi.
5. Nagy az üzemi adatok szórása. Ha a megengedett tűrés kicsi, akkor válogatás útján kell megkeresni az alkalmazható példányokat.
6. Nehéz a gyártása. Az alapanyagoktól megkívánt nagy tisztasági fok és a tranzisztor kis méretei lényeges akadályai a gazdaságos gyártásnak.
7. Ára ez idő szerint még nagyobb, mint az elektroncsőé. Egy tranzisztor annyiba kerül, mint két elektroncső, ugyanakkora erősítéshez pedig három tranzisztorra volna szükség.

A tranzisztorban végbemenő fizikai folyamat bonyolult, a kapcsolások gyakorlati felépítése viszont egyszerű. Minden tranzisztorban az történik, hogy egy germánium- vagy szilícium-kristályban folyó áram erősségét egy másik áramkör árama befolyásolja. Arzénnel vagy indiummal történő szennyezés szabad elektronokat visz be a germániumba, amely ezáltal n-típusú félvezetővé válik (az „n” betű a „negatív” szó rövidítése, az elektronok ugyanis negatív töltésűek). Antimon vagy gallium hozzáadása elektronhiányt, ún. lyukat hoz létre a germánium vagy szilícium-kristályban; a vezetés szempontjából azt mondhatjuk, hogy ezek a lyukak éppen olyan áramot képezhetnek, mint az elektronok. Az ilyen módon szennyezett félvezetőt p-típusú félvezetőnek nevezzük (a „p” betű a „pozitív” szó rövidítése, az elektron hiánya ugyanis pozitív töltéssel egyenértékű). A tranzisztor áramköreinek a befolyásolása a p- és az n-típusú félvezető közötti határretegben történik. Az érintkezést — az egyenirányító kristályokhoz hasonlóan — eleinte tüvel oldották meg. A germánium-kristály felületére egy helyen felvitték a megkívánt szennyezést, majd két — egymástól 20–40  $\mu$  távolságban — elhelyezett tüvel látták el, amelyeknek a megfelelő érintkezését egy kondenzátor kisülési áramának a rákapcsolásával biztosították. Így keletkezett a tűs tranzisztor, amelyet ma már csak kevés helyen alkalmaznak, inkább csak különleges kapcsolási folyamatoknál és negatív ellenállás előállítására. Rádiófrekvenciás viselkedése kedvezőbb, mint a rétegztranzisztoré, az egyes példányok üzemi adatainak a szó-

rása azonban jóval nagyobb. A rétegtranszisztorban a határrejtegeket már a kristályosodás folyamán hozzák létre a szennyező anyagok felváltva történő adagolásával. Az egyébként igen nagy tisztasági fokú ún. monokristályból ezután pálcákat vagy korongokat vágnak ki, amelyekben vagy két p-jellegű tartomány fog közre egy n-jellegűt (pnp-típusú tranzisztor), vagy két n-jellegű tartomány egy p-jellegűt (npn-típusú tranzisztor). Ma a pnp-típusú rétegtranszisztorok a legelterjedtebbek.

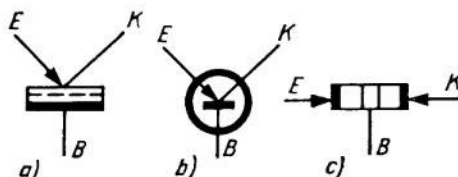
A tranzisztornak általában három elektródája van. Maga a kristály az egyik elektróda, megnevezése: *bázis*. A másik két elektróda neve: *emitter*, ill. *kollektor*.

A germánium-kristály még fényelektromos hatást is mutat: vezetőképessége a megvilágítás hatására megváltozik. Ezt a tulajdonságát fototranzisztorok készítésére használják fel. Erősítő tranzisztornál ez a hatás zavaró, éppen ezért a tranzisztorot fényzáró tokba helyezik.

A tranzisztor szokásos jelölési módjait és az új szabványtervezetben javasolt kapcsolási jelét a 314. ábra mutatja.

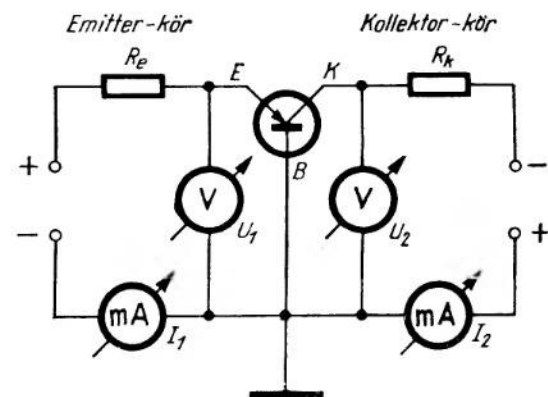
A tranzisztor három lehetséges alapkapcsolása — aszerint, hogy melyik elektródája a bemenő és a kimenő áramkör közös, jelfrekvenciás szempontból „hideg” pontja — a földelt emitterű, a földelt bázisú és a földelt kollektorú kapcsolás. Legáltalánosabb a földelt emitterű kapcsolás.

Tranzisztorjelleggörbék felvételére alkalmas kapcsolást mutat be a 315. ábra. Ha a kollektoráramkört nem zárjuk, akkor germánium-diódának megfelelő karakterisztikát kapunk. Ha a kollektorfeszültséget fokozatosan emeljük, a csőjelleggörbékhez nagyon hasonló görbéket kapunk; a rétegtranszisztor-karakterisztika a pentóda,



Tranzisztor		Cső
1) emitter	$\triangle$	katód
2) bázis	$\triangle$	rács
3) kollektor	$\triangle$	anód

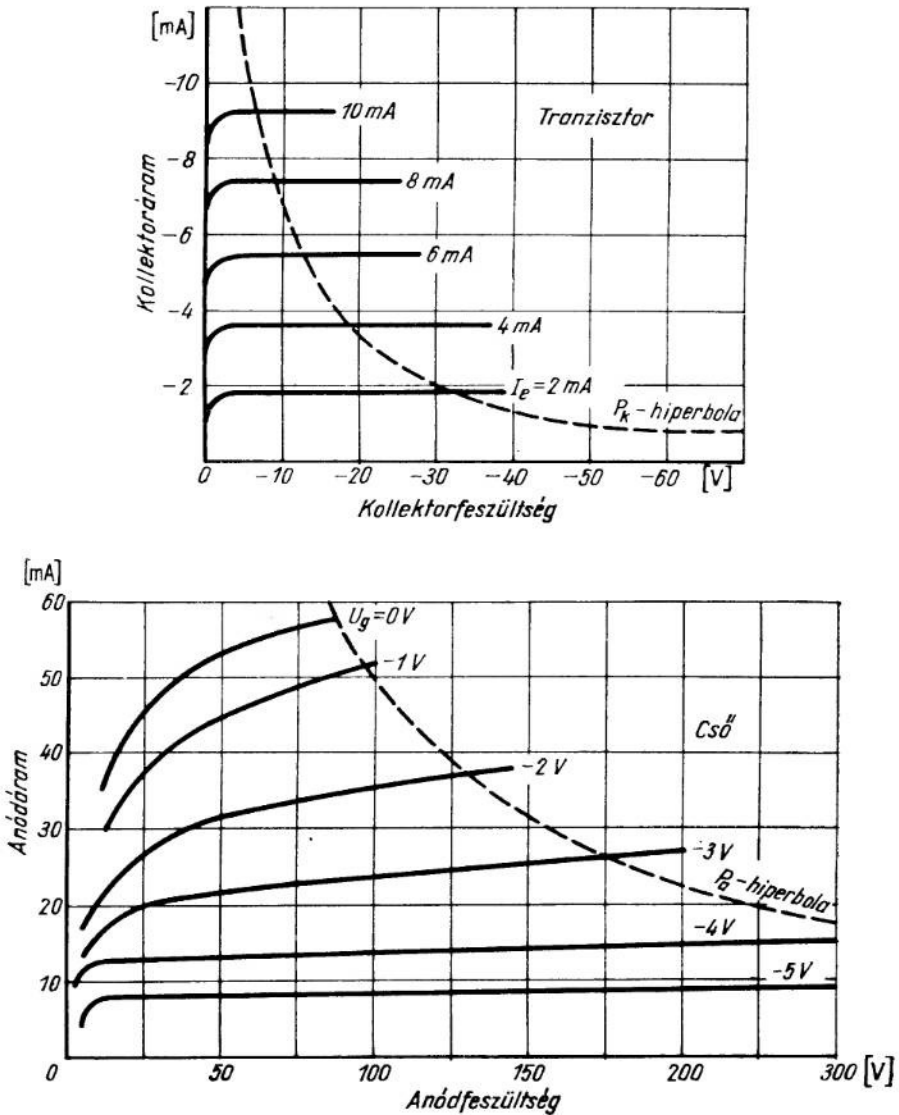
314. ábra. Tranzisztorok kapcsolási jelképei



315. ábra. Tranzisztor paramétereinek a mérésére szolgáló kapcsolás

a tús-transzisztor-karakterisztika pedig a trióda jelleggörbéjére emlékeztet. A cső- és a tranzisztor-jelleggörbék hasonlóságának a szemléltetésére a 316. ábrán egymás mellett bemutatjuk egy földeltbázisú tranzisztor és egy pentóda jelleggörbéjét. Látható, hogy a pentóda rácsfeszültségének a szerepét az emitter-áram veszi át (dualitás) (317. ábra).

A földelt bázisú kapcsolást igen kis (50–200  $\Omega$ ) bemenő ellenállás, kb. 0,9-szeres áramerősítés és nagy (0,5–5 M $\Omega$ ) kimenő ellenállás jellemzi. A bemenő jel és a kimenő jel fázisban van. Minthogy többfokozatú erősítőknél illesztési nehézségek lépnek

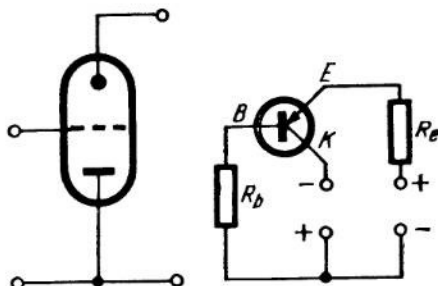


316. ábra. Elektroncső- és tranzisztor-jelleggörbék összehasonlítása

fel, szívesebben alkalmazzák a földelt emitterű kapcsolást, amelynek nagyobb a bemenő és kisebb a kimenő ellenállása, így több fokozat esetén könnyebb az illesztés. A bemenő és a kimenő jel között  $180^\circ$  fáziskülönbség van. A kereskedelemben kapható tranzisztorokkal ebben a kapcsolásban  $600 \Omega$  bemenő és  $0,6 \text{ M}\Omega$  kimenő ellenállás esetén 53 dB erősítés érhető el; ha a bázis-köri ellenállás és a kollektor-köri ellenállás értéke egyenlő, akkor az erősítés 30 dB-re csökken. A földelt emitterű kapcsolás hátránya azonban a földelt bázisúval szemben, hogy annyiszor kisebb a határfrekvenciája,

amennyiszer nagyobb az áramerősítése. A földelt kollektorú kapcsolást az jellemzi, hogy a bemenő ellenállása nagy, a kimenő ellenállása kicsi, a bemenő és a kimenő jel pedig fázisban van. Általában impedancia-transzformátorként alkalmazzák.

A tranzisztorok gyakorlati alkalmazását a következő pontokban közölt példák segítségével mutatjuk be; további elméleti ismertetéstől itt eltekintünk.

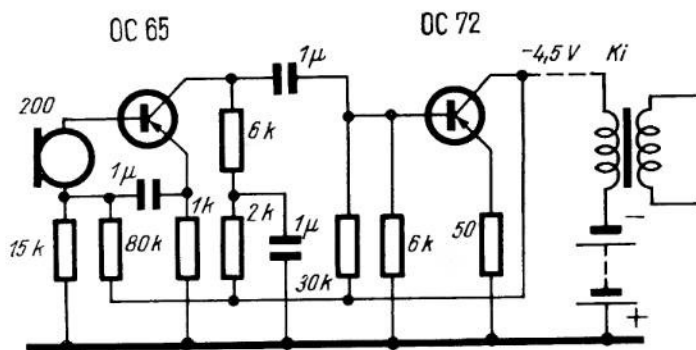


317. ábra. Földelt kollektorú kapcsolás

## 8.2 A TRANZISZTOR MINT HANGFREKVENCIÁS ERŐSÍTŐ

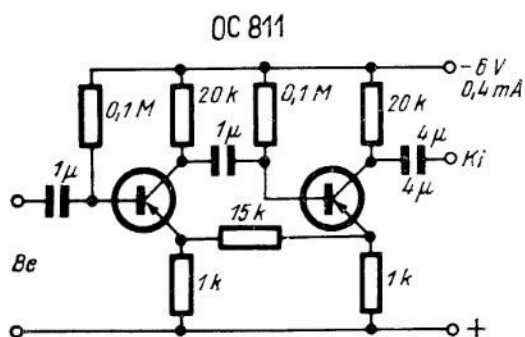
A technika mai állása szerint 250 MHz-nél nagyobb határfrekvenciájú tranzisztorok gyártása rendkívüli nehézségekbe ütközik; az átlagos tranzisztorok határfrekvenciája 50 MHz körül van. A közölt értékek rétegtranzisztorokra vonatkoznak; a tiszta tranzisztorok határfrekvenciája jóval nagyobb, ezeket azonban gyártási és üzemi szempontból hátrányos tulajdonságaik miatt csak ritkán alkalmazzák. Napjainkban a tranzisztor legfőbb alkalmazási területe a hangfrekvenciás tartomány; hangfrekvenciás erősítő-, végerősítő- és hangfrekvenciás generátorként széles körben használják. Itt csak néhány jellegzetes kapcsolást kívánunk ismertetni, amelyeknek az amatőrök jó hasznát vehetik; célunk, hogy felkeltjük az érdeklődésüket, és kedvet csináljunk az ezzel az új építőelemmel végzett önálló munkához. A dinamikus vagy az elektromágneses mikrofon pl. igen kis feszültséget szolgáltat, úgy, hogy a készülékben többfokozatú mikrofon-erősítőt kell alkalmazni. Ha azonban a mikrofonba egy- vagy többfokozatú tranzisztoros erősítőt építünk be, akkor a kimenő feszültség ugyanakkora lehet, mint a szénmikrofoné, az átvitel minősége azonban sokkal jobb. Az egyfokozatú tranzisztoros erősítő 10–40-szeres erősítésű.

A 318. ábrán kétfokozatú, RC-csatolású, dinamikus mikrofonhoz való hangfrekvenciás erősítő kapcsolása látható. Százszoros erősítésű, a végfokozatában alkalmazott tran-



318. ábra. Kétfokozatú, tranzisztoros mikrofon-erősítő





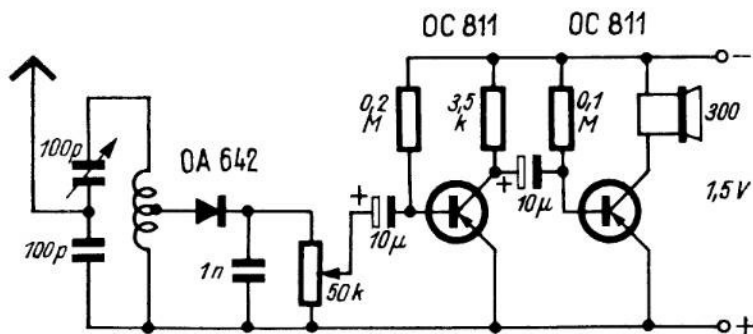
319. ábra. Kétfokozatú, tranzisztoros hangfrekvenciás erősítő, negatív visszacsatolással

alkalmaztunk. A csatolókapacitások kis kapacitásúak, ami arra vezet, hogy az erősítő alsó határfrekvenciája elég nagy (200 Hz körül). A 320. ábrán közölt kapcsolás detektoros vevővel egészíti ki a hangfrekvenciás erősítőt. A kapcsolás táskavevő számára alkalmas; legjobb, ha a helyi adóra hangoljuk, amelyet antennaként használt rövid huzaldarabbal kifogástalanul vesz. A készülék rövidhullámok vételére is alkalmassá válik, ha megfelelő germánium-diódát, nagy jóságú rezgőkört és jó antennát használunk. A kétfokozatú erősítő kb. 100-szorososan erősíti a demoduláció után nyert hangfrekvenciás feszültséget. Nagyobb igények kielégítésére még egy tranzisztoros előerősítő fokozat alkalmazható, amivel 800–1000-szeres erősítés érhető el. A 321. ábra 4 kΩ bemenő és kimenő ellenálláshoz illesztett, kétfokozatú, transzfórmátoros csatolású hangfrekvenciás erősítő kapcsolását mutatja be, amellyel ugyanakkora erősítés érhető el, mint egy háromfokozatú RC-csatolású erősítővel. Negatív visszacsatolása és erősítése szabályozható.

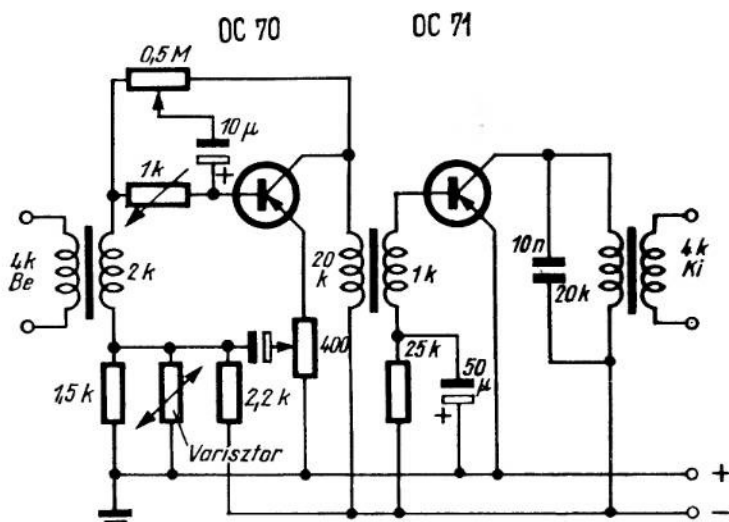
Az eddig ismertett erősítők kimenő teljesítménye néhány mW. Ha nagyobb hangfrekvenciás teljesítményre van szükségünk, akkor ellenütemű erősítőt kell alkalmaznunk. Erre a célra 100 mW teljesítményű tranzisztor-típust fejlesztettek ki, amelyből szimmetrikus párokat képeznek. B-osztályú üzemben működnek. Érdekes megemlíteni, hogy végerősítőcsővel 0,3 W hangteljesítmény csak 100 V anódfeszültséggel és nagy anódárammal, 10% hatásfokkal érhető el; tranzisztoros erősítő 6 V feszültség

zisztor némi teljesítményt is tud szolgáltatni. Nagyobb terhelő ellenállás esetén az erősítő két OC 811 típusú tranzisztorral is megépíthető. A kapcsolás mélyhangkiemelést és frekvenciafüggetlen negatív visszacsatolást tartalmaz. Az első tranzisztor kollektorfeszültségét RC-tag szűri, így a végfokozat kollektorán levő váltakozó feszültség nem hathat vissza az első fokozatra.

További egyszerű hangfrekvenciás erősítők kapcsolását mutatjuk be a 319. és a 320. ábrán. A 319. ábrán közölt egyszerű, kétfokozatú tranzisztoros erősítő emitterében negatív visszacsatolást alkalmaztunk.



320. ábra. Kristálydetektoros vevő tranzisztoros hangfrekvenciás erősítővel



321. ábra. Transzformátoros csatolású tranzisztoros erősítő

mellett, 50% hatásfokkal szolgáltat ugyanakkora teljesítményt. A kapcsolás a legnagyobb mértékben hasonlít a megfelelő csöves kapcsoláshoz. Ha a két tranzisztort hűtőkengyelével 12,5 cm<sup>2</sup> felületű fém-szerelőlapra erősítjük, akkor 6 V feszültség mellett 310 mW teljesítményt érhetünk el; a torzítási tényező ekkor 9,5%. A kollektoráram csúcserőteke 125 mA. Ha a tranzisztorokat hűtőborda nélkül szereljük fel, akkor a kimenő teljesítmény 275 mW-ra csökken. Különleges teljesítmény-tranzisztorokkal 15 W teljesítményű modulátor-erősítő is építhető.

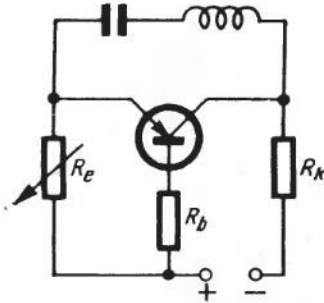
A tranzisztoros teljesítményerősítők terén állandó a fejlődés; az ez idő szerint gyártott legnagyobb teljesítményű tranzisztorok veszteségi teljesítménye 50 W.

A tranzisztorok másik alkalmazási területét a hang- és rádiófrekvenciás oszcillátorok képezik, amelyekről a következők pontban emlékezünk meg.

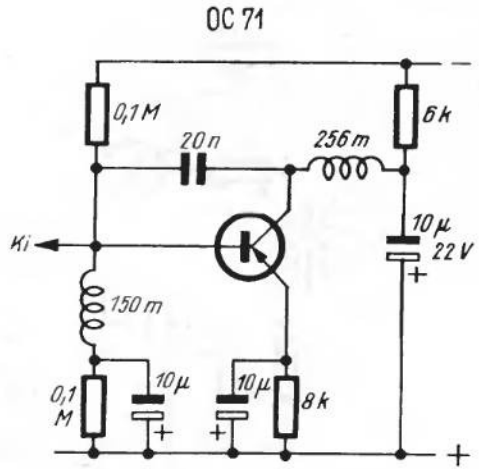
### 8.3 A TRANZISZTOR MINT OSZCILLÁTOR

Már említettük az elektroncső és a tranzisztor között fennálló dualitást. Ez a dualitás pl. abban is megnyilvánul, hogy míg a csöves oszcillátorok frekvenciameghatározó eleme a párhuzamos rezgőkör volt, addig a tranzisztoros oszcillátornál soros rezgőkört kell alkalmaznunk. Az elvi kapcsolás a 322. ábrán látható. A rezgőkört az emitter és a kollektor közé kapcsoltuk; a visszacsatolás a bázis-köri ellenálláson következik be. A kapcsolással villamos rezgések kelthetők; 1000 μF kapacitású kondenzátorral és 100 H inductivitású tekercsel igen lassú rezgéseket állíthatunk elő, amelyek demonstrációs célokra használhatók, pl. jelfogót vezérelnek, amely izzólámpát gyújt meg és olt el. Az oszcillátoroknál — az erősítőkhöz hasonlóan — ugyancsak háromféle alapkapcsolás lehetséges.

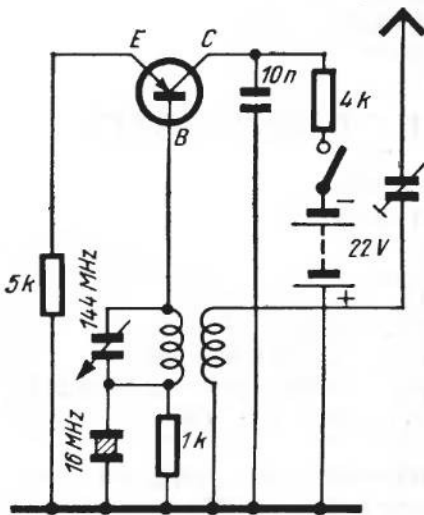
A 323. ábra egyszerű, 1000 Hz frekvenciájú rezgést előállító oszcillátor kapcsolását mutatja be; a frekvenciát a 20 nF kapacitású kondenzátor és a 150 mH inductitású tekercs határozza meg. A hangfrekvenciás rezgés a bázisról vehető le. Itt is érvényes



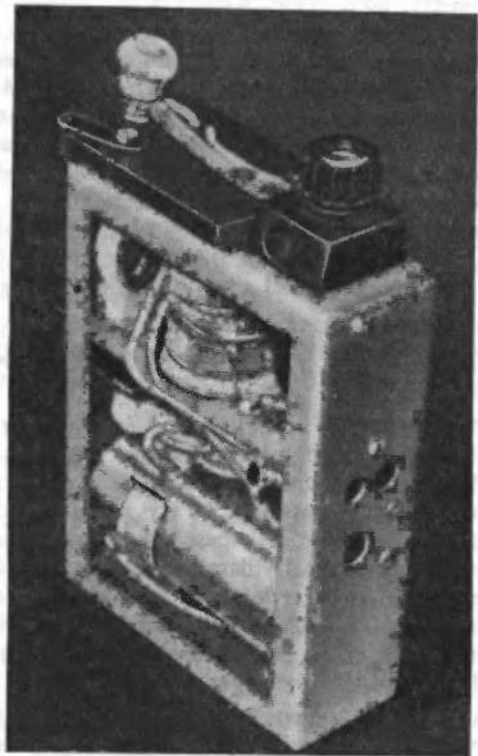
322. ábra. Tranzisztoros oszcillátor elvi kapcsolása



323. ábra. LC-körös hangfrekvenciás generátor

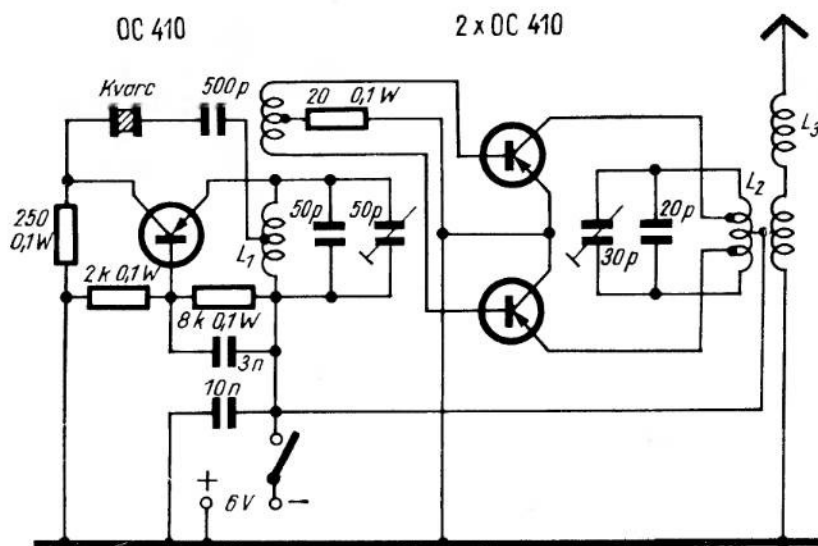


324. ábra. Tűs-tranzisztoros-amatőr-adó



325. ábra. Minitűr tranzisztoros adó

azonban, hogy visszahat az oszcillációra, ha a rezgést közvetlenül az oszcillátorkörből vesszük le, éppen ezért előnyösebb, ha elválasztó fokozatot iktatunk közbe. A földelt kollektorú elválasztó fokozat kimenetéről kb. 2 V hangfrekvenciás feszültség vehető le. Feszültségforrásként 4,5 V feszültségű zseblámpaelemet használunk; az áramfelvétellel 0,4 mA. Érdekes, hogy tranzisztoros oszcillátor rezgésének a fenntartásához néhány  $\mu\text{W}$  teljesítmény is elegendő. Megtehetjük pl. azt, hogy az oszcillátor tápvezetékeit egy almába szúrjuk; a néhány mV nagyságú kontakt-feszültség is képes megindítani az oszcillációt. Végeztek olyan mérést, amely szerint az oszcillátor már  $10 \mu\text{W}$  teljesítménnyel is rezeg.

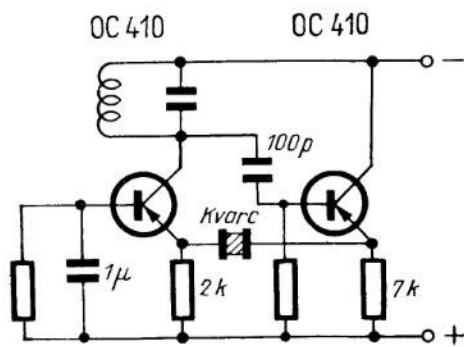


326. ábra. A 80 méteres sávon működő tranzisztoros törpe-adó

A tranzisztoros RF oszcillátorok ez idő szerint általában csak a hosszú- és középhullámú sávban működnek. Könnyen hozzáférhető tranzisztorral csak kivételes esetben sikerül 3 MHz-nél nagyobb frekvenciájú rezgést kelteni. Tűs-tranzisztorral már a 2 méteres sávban levő harmonikust is sikerült előállítani; a megfelelő kapcsolást a 324. ábra mutatja. A kristályvezéreltű tranzisztor 16 MHz-en rezeg; bázisköréből rezgőkör segítségével kiszűrjük és az antennára vezetjük a 9. harmonikust. A billentyűzés a kollektor-körben végezhető; modulálni – transzformátor közvetítésével – az emitter-körben lehet. Ezzel a kapcsolással természetesen csak néhány  $\mu\text{W}$  RF teljesítmény állítható elő; K 2 AH amatőrnek mégis sikerült ezzel az adóval 38 km távolságot áthidalnia. Hasonló elven működő frekvenciamodulációs adót az 1955. évi lipcsei vásáron is kiállítottak.

Két további példaképpen RF tranzisztorokkal működő, minimális fogyasztású, stabil rövidhullámú oszcillátor-kapcsolásokat mutatunk be. A 326. ábrán a 80 méteres sávban működő,  $A_1$  üzemi, tranzisztoros törpe-adó kapcsolása látható. Az alkalmazott tranzisztorok: 3 db OC 410 (Intermetall) típusú, RF tranzisztor; az adó RF teljesítménye 6 V üzemszültség mellett 25 mW. A vezéroszcillátorfokozat kvarcvezérlésű. A kollektor-kört a kvarc frekvenciájára kell hangolni. Az  $L_1$  tekercs inductivitása kb.

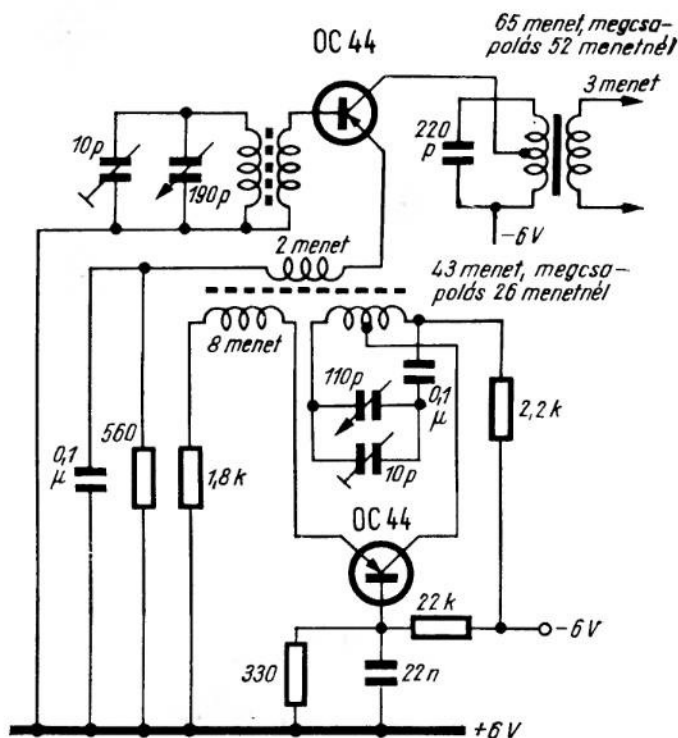
25  $\mu\text{H}$ , megcsapolva a „hideg” végétől számított kb.  $\frac{1}{6}$  részénél; a csatolótekercs menetszáma: kétszer az  $L_1$  tekercs menetszámának az  $\frac{1}{5}$  része. Az ellenütemű végfokozat teljesítményerősítést végez; a kollektor-körbe kapcsolt rezgőkörnek igen nagy jóságúnak kell lennie. Az  $L_2$  tekercs induktivitása kb. 30  $\mu\text{H}$ . Az  $L_3$  tekercs az antenna hosszabbítására szolgál, és lehetővé teszi, hogy a rövid botantenna az üzemi frekvenciára legyen hangolható; induktivitása kb. 100–250  $\mu\text{H}$ . Korszerű miniatűralkatrészekből felépítve az egész adó nem nagyobb, mint egy cigarettás doboz.



327. ábra. Kvarcvezérlésű tranzistoros oszcillátor

álló oszcillátor- és keverő-fokozatot. Ilyen kapcsolásra mutat példát a 328. ábra. Az oszcillátor-kör a kollektor-körben, a visszacsatoló tekercs az emitter-körben van.

Az oszcillátorban előállított RF rezgést induktíve csatoljuk a keverő-tranzisztor emitter-körébe. A keverő-tranzisztor bemenő körét ferrit-magra készítjük. A tranzistoros kapcsolástechnikában új szempontként jelentkezik a túlnyomórészt kis ellenállásértékekhez történő illesztés, amely különösen a KF-erősítőben okoz nehézséget. Itt minden fokozatot neutralizálni kell. A rezgőköröket, ill. szűrőket a tranzistorokhoz kell illeszteni, a demodulátor-fokozatnak pedig kis ellenállásúnak kell lennie. Különösen nehéz kérdés az önműködő erősítésszabályozás megoldása; többnyire az emitterfeszültséget szabályozzák a demodulátor-fokozatból, és elérték már 1 : 500 szabályozási viszonyt is.



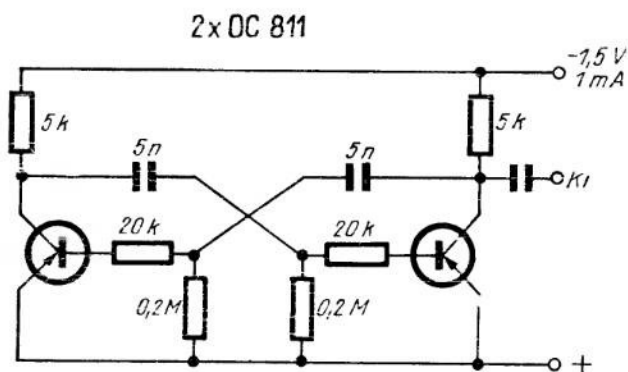
328. ábra. Tranzistoros, középhullámú táskavevő keverőfokozata

A 327. ábrán a Franklin-oszcillátornak megfelelő tranzistoros kapcsolás látható. A rezgőkört a kvarc első harmonikusára is hangolhatjuk, teljesítménye azonban ebben az esetben lényegesen kisebb.

Hordozható szuper-vevőt is építhetünk tranzistorokkal. Hogy a keverő-fokozat ne hasson vissza az oszcillátorra, a tranzistor-technikában is szívesen alkalmaznak külön-

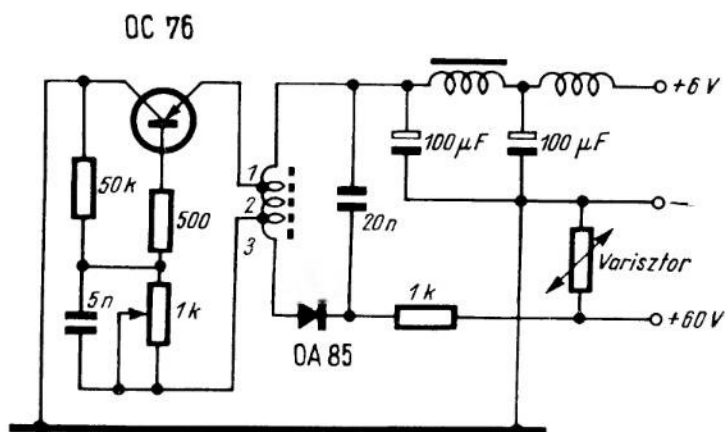
## 8.4 A TRANZISZTOR MINT EGYENÁRAMÚ FESZÜLTSGÁTALAKÍTÓ

Tranzisztorok segítségével négyszögrezgések és meredeken eső oldalú háromszögrezgések is kelthetők. A multivibrátor-kapcsolás minden további nélkül megvalósítható tranzisztorokkal is. A gyakorlatban is bevált multivibrátor-kapcsolást mutat be a 329. ábra. A készülékben 0,05 W-os ellenállásokat és miniatűr kivitelű episilankondenzátorokat használunk. Az ismétlődési frekvencia 1000 Hz körül van, a kimenő feszültség effektív értéke kb. 1,2 V. A keletkező rezgés megközelítően négyszög alakú, harmonikusai 3 MHz-ig kimutathatók. A két tranzisztor üzemi adatai minél inkább egyezzenek. Aszimmetriát okozhat, ha a kollektor-kör, 5 k $\Omega$  értékű ellenállások



329. ábra. Tranzisztoros multivibrátor

értéke megváltozik. Ha ezen a helyen nagyobb értékű ellenállást alkalmazunk, akkor megnő a multivibrátor rezgési hajlama, a jelek viszont annál jobban közelítik meg a négyszög alakot, minél kisebb az ellenállás értéke. Az alkalmazott tranzisztorok áramerősítése minél nagyobb legyen. A sok harmonikust tartalmazó kimenő jel jól használható hibakeresésre. Az egész készülék töltőtoll-alakúra építhető. Kézenfekvő gondolat, hogy a keletkező impulzusokat transzformáljuk nagyobb feszültségre, majd ismét egyenirányítsuk; az ilyen készülék a vibrátornak felelne meg. Ma már sok helyen használják is a tranzisztoros egyenáram-transzformáló berendezést, más nevén



330. ábra. Transzverter (tranzisztoros egyenáramú feszültségátalakító)

„transzverter”-t. Minthogy ez idő szerint rövid- és ultrarövidhullámon használható tranzistorok még nem állnak rendelkezésünkre, az ezeken a hullámsávokon is működő készülékekben vegyesen kell csöveket és tranzistorokat alkalmaznunk: az RF fokozatokba csövet, a KF és hangfrekvenciás fokozatokba tranzisztort építünk be. A csövekhez szükséges anódfeszültséget többnyire nem érdemes anódteléből venni; ilyenkor jó a transzverter, amely a 6 V feszültségű egyenáramból 60–90 V feszültségű egyenáramot állít elő. Az átalakítás hatásfoka — kb. 70% — meglehetősen jó. A 330. ábrán ilyen transzverter-kapcsolás látható. A ferrit-magon levő tekercsnek két megcsapolása van. A tekercs 1 számmal jelölt része a visszacsatolótekercs, 2 jelű része a rezgőtekercs, 3 jelű része pedig a nagyfeszültségű tekercs. A munkapont az 1 k $\Omega$  értékű, változtatható bázis-köri ellenállással állítható be. Az 50 k $\Omega$  értékű ellenállás a legkedvezőbb rezgési állapot beállítására szolgál; pontos értéket kísérletileg kell megállapítani. A feltranszformált impulzusokat germánium-diódával egyenirányítjuk, majd szűrjük; ezzel kész is a transzverter. Ügyelni kell arra, hogy soha ne maradjon terhelés nélkül; üresjárásban ugyanis a szekunder feszültség és a tranzistor-áramok annyira megnőnének, hogy túllépnék a tranzistor megengedett legnagyobb veszteségi teljesítményét. Az ismertetett kapcsolat varisztort tartalmaz, hasznos terhelés hiányában ez veszi fel a szekunder áramot. Az egész készüléket árnyékolni kell, nehogy a kb. 15 kHz frekvencián rezgő transzverter harmonikusai zavarják a vételt. A telep-vezetékekbe fojtótekercset kell beépíteni. A rajzon megadott OC 76 típusú tranzisztor helyett OC 72, vagy — kisebb szekunder teljesítmény esetén — OC 811 speciál típusút is használhatunk. Részletesebben kell még ismertetnünk a transzformátort, amely igen fontos alkotóeleme a készüléknek. Manifer 5c anyagú, 606 jelű RF vasmagra (Hescho D 25/16) kell tekercselni; 60  $\mu$  hosszúságú légrés esetén az egyes részek menetszáma a következő; 1  $\approx$  131 menet, 2  $\approx$  15 menet, 3  $\approx$  84 menet. A 3 jelű rész van legalul. Az egész tekercs 0,25 mm átmérőjű, zománcszigetelésű vörösrézhuazalból készül. Ha a szekunder körben elektrolit-szűrőkondenzátorokat alkalmazunk, ügyelnünk kell a minimális nyugalmi áramra. Előnyösebb, ha fémezett papírkondenzátorokat alkalmazunk, ezek azonban nagyobb helyett foglalnak el. A szekunder feszültség nincs 60 V-ra korlátozva. Egyes helyeken — pl. szigetelés-mérőkben, vagy Geiger-számlálókban — igen kis áramfelvétel mellett 500 V körüli feszültségre van szükség; ez is előállítható transzverterrel.

Ezzel természetesen nem merítettük ki a tranzistorok valamennyi alkalmazási lehetőségét; a rádióamatőröktől távolabb eső ipari elektronikában való alkalmazását pl. itt nem vehettük figyelembe. A szakirodalomban is napról napra újabb tranzistoros kapcsolásokra bukkanunk. A tranzisztor-technika fejlődésének az üteme ma olyan gyors, mint amilyen az elektroncsövéké volt kb. 40 évvel ezelőtt. Számíthatunk azonban arra, hogy a legiparosodottabb államokban folyó fokozott mértékű kutató munka következtében a tranzistorok fejlődése még gyorsabb lesz, mint az elektroncsövéké volt annak idején. Annyi biztos, hogy a technikának ez az új és érdekes ága még igen sok felfedezésre váró dolgot rejt magában, és a vérbeli amatőrnek közelebbi kapcsolatba kell kerülnie ezzel a csábító munkaterülettel. Az ipar ezen a területen is sok hasznát láthatja még az amatőrök munkájának.



## 9.1 TELEPEK ÉS AKKUMULÁTOROK

A rádiókészülékek telepekből és akkumulátorokból történő táplálása csak hordozható készülékek esetén lehet gazdaságos. Mint ismeretes, a telepes üzem 1 órai üzemköltsége 5–10-szerese a hálózati üzemének. Éppen ezért a készülékeket csak akkor tápláljuk teleppel, ha ezek a lényegesen nagyobb költségek indokolhatók. A telepes készülékek áramfelvételét természetesen a lehető legkisebbre kell szorítani; az adóteljesítmény csak ritkán haladja meg az 1–3 W értéket.

Ismerkedjünk meg előbb a telepek szerkezetével. Manapság leginkább a *Leclanché*-elemet használják. Ez az elem szénrúdból áll, amelyet barnakő- és grafitpor keveréke vesz körül, és az egész a horganyedényben elhelyezett, rendszerint kocsonyás elektrolitban áll. Az elektrolit lehet pl. szalmiáksó-oldat. Az elem teljesítőképessége nagymértékben függ az elektrolit vegyi összetételétől; az egyes cégek különleges elektrolitokat alkalmaznak, és ezek összetételét titokban tartják. Az ismert zseblámpaelem három ilyen sorbakapcsolt elemből áll. Feszültsége terhelés nélkül 4,5 V; minthogy nagy a belső ellenállása, terheléskor lecsökken 3,5–4 V-ra. Erősen ingadozó kapcsolófeszültsége folytán a szárazelem csövek fűtésére kevésbé alkalmas. Az anódtelep sok elem sorbakapcsolásával állítható elő. A kereskedelemben is kapható típus pl. az, amelyiknek a feszültsége 90 V, tartósan terhelhető 20 mA-rel, szakaszos üzemben kb. 50 üzemóra élettartamú, súlya kb. 1 kg. A csöves táskarádiókban 60–75 V feszültségű, lapos cellákból összeállított kis-anódtelopeket használnak. A lapos cella lapos szén-labdacsból és itatóspapírszerű, elektrolittal átitatott lapból áll, amelyek az edényalakú horganyelektrodában foglalnak helyet. A szárazelemek hátrányos tulajdonságai: 1. csak korlátozott ideig raktározhatók, 2. drágák, 3. súlyosak, 4. kicsi a kapacitásuk.

A csövek fűtésére általában nem szárazelemet, hanem akkumulátort használnak. Az elterjedt akkumulátortípusok a következők:

1. *Ólom-akkumulátor.* Hígított kénsavba mártott ólomlemezekből áll. A pozitív lemez felületén töltéskor ólomoxid képződik, amelytől sötétbarna színűvé válik; a negatív lemez változatlanul ólom-szürke marad. Kapocsfeszültsége 2 V, legnagyobb töltőfeszültsége 2,8 V, megengedhető legkisebb üzemfeszültsége 1,8 V. Belső ellenállása rendkívül kicsi, ezért feszültsége terheléskor is egyenletes marad. A kénsav fajsúlya töltés közben 1,28-ig emelkedik; 1,8 V-ig történő kisütéskor 1,18-ig csökken.
2. *Nikkel-kadmium-akkumulátor.* Az elektrolit — hígított káliúg — nikkelezett acéllemez-edényben áll, ebbe nyúlik be a pozitív pólus (nikkel-vegyület) és a negatív pólus (kadmium). A kapocsfeszültség 1,2 V, a legnagyobb töltőfeszültség 1,8 V, a megengedett legkisebb üzemfeszültség 1,0 V. A káliúg fajsúlya feltöltött és kisütött álla-

potban egyformán 1,2. Belső ellenállása nagyobb, mint az ólomakkumulátoré, ezért terheléskor csökken a feszültsége. Kadmium helyett gyakran vasat alkalmaznak (Ni—Fe-akkumulátor), ami olcsóbbá teszi.

3. *Ezüst-horgany-akkumulátor.* Az ezüst-, ill. horgany-elektrodák lúgos oldatban állnak. Kapocsfeszültsége 1,8 V.

Ezek közül ez idő szerint a legüzembiztosabb a nikkell-kadmium-akkumulátor; különösen gázt át nem eresztő alakját alkalmazzák széles körben. Rongálódás nélkül bírja a túlterhelést, hosszú ideig állhat töltetlenül, és igen kevés gondozást igényel. Az ólomakkumulátor kapocsfeszültsége és hatásfoka nagyobb, azonban sokkal kényesebb, és szakszerűbb kezelést igényel. Az ezüst-horgany-akkumulátort különleges helyeken alkalmazzák, különösen ott, ahol lényeges, hogy kisebb legyen a súlya. Még fejlődésben van; súlya és térfogata — azonos amperórakapacitás esetén — kb.  $\frac{1}{5}$  része a többi fajta akkumulátorénak.

## 9.2 FORGÓÁTALAKÍTÓK ÉS BENZINMOTOROS ÁRAMFEJLESZTŐK

A szárazelemek csak korlátozott teljesítményt képesek szolgáltatni. 20 W-nál nagyobb teljesítményű adókat már nem lehet szárazelemekből vagy hordozható akkumulátorokból táplálni; az ilyen adók áramellátása csak autóakkumulátorral vagy benzinmotoros áramfejlesztővel oldható meg. Ilyen benzinmotoros áramfejlesztők végzik nagyobb adóállomások szükségellátását; lég- vagy vízhűtésű benzinmotorból és közvetlenül hozzá csatlakozó generátorból állnak. A generátor lehet egyenáramú 10/500 V feszültséggel, vagy váltakozóáramú 50 Hz frekvenciájú 220 V feszültséggel; szokásos még az 500 Hz frekvenciájú, 110 V feszültségű váltakozóáramú generátor is. A szolgáltatott villamos teljesítmény 150 W és 3000 W között változik. Az ilyen áramfejlesztőknél feszültség- és esetleg frekvenciaszabályozásról is kell gondoskodni. Nem valószínű, hogy ilyen áramfejlesztő alkalmazására amatőr-üzemben sor kerüljön.

Gyakran alkalmaznak viszont 6 vagy 12 V feszültségű autóakkumulátorról táplált forgóátalakítókat. A primer áramra való tekintettel előnyben kell részesíteni a 12 V feszültségű akkumulátort; ennek a feszültségnek a szabványosítása, sajnos, még nem történt meg. Az átalakító — a szekunder feszültség jellegétől függően — többféle lehet; átalakíthat

1. egyenáramról egyenáramra,
2. egyenáramról váltakozóáramra,
3. egyenáramról hangfrekvenciás váltakozóáramra.

Ha a csöveket közvetlenül az akkumulátorról fűtjük, akkor már csak 250—500 V feszültségű egyenáramra van szükségünk, az átalakítónak ebben az esetben csak ezt kell szolgáltatnia. Ha viszont hálózati készüléket kell akkumulátorról táplálnunk, akkor az átalakítónak 12 V bemenő egyenfeszültségből 220 V kimenő váltakozó feszültséget kell előállítania. Súlycsökkentés és a hálózati rész egyszerűsítése szempontjából előnyös, ha a készüléket 500 Hz frekvenciájú váltakozóárammal tápláljuk; ezt a megoldást alkalmazzák pl. a repülőgépekbe stb. beépített hírközlő berendezéseknél. Az egyenáramról egyenáramra történő átalakítás hatásfoka kisebb teljesítmények esetén 50%, nagyobb teljesítmények esetén 60%. Az 50 Hz frekvenciájú váltakozó-

áramra történő átalakítás hatásfoka 40–50%, a hangfrekvenciás váltakozóáramra történő átalakítása kisebb, mint 40%. Átalakító beépítésekor ügyeljünk a következőkre:

1. Az akkumulátort és az átalakítót összekötő vezetékeknek nagy keresztmetszetűeknek kell lenniök, nehogy nagy feszültségesés keletkezzék rajtuk.
2. A kollektorokon működés közben szikra képződik, amely RF zavarok forrása lehet; ezek elkerülése végett a csatlakozó vezetékekbe RF szűrőket kell beépíteni.
3. A nagyfeszültségű oldalon szintén kell hang- és rádiófrekvenciás szűrésről gondoskodni, nehogy a kollektorra a készülékbe jusson.
4. A mechanikai rázás csökkentése céljából az átalakítót rugós alátámasztással, ill. felfüggesztéssel kell szerelni. Nagyobb teljesítményeknél a motor és a generátor nem építhető össze egy egységbe, hanem különálló motort és generátort kell alkalmazni; az ilyen elrendezést nevezik motorgenerátornak.

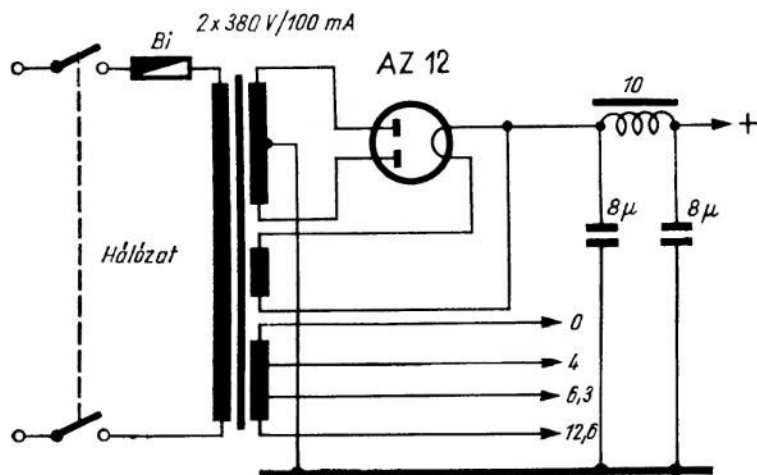
## 9.3 HÁLÓZATI TÁPEGYSÉGEK

### 9.31 Általános tudnivalók

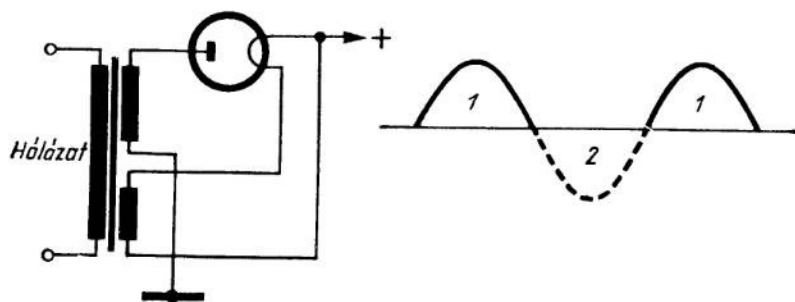
Az amatőr-állomáson az adó, vevő, modulátor-erősítő és más készülékek táplálására a legkülönbözőbb feszültségekre és áramokra van szükség. Előnyös, ha az adó és a modulátorerősítő táplálására szolgáló hálózati részt különálló tápegységként építjük meg, és az egyes feszültségeket többérű kábelben vezetjük az egyes készülékekhez.

### 9.32 Egyenirányítók

Az adóban csak a csövek fűtéséhez van szükség váltakozó feszültségre; a hálózat váltakozó feszültségét tehát át kell alakítani egyenfeszültséggé. A 331. ábra vevőkben és adók előerősítő fokozataiban használatos egyenirányító-fokozat kapcsolását mutatja



331. ábra. Hálózati tápegység kapcsolása

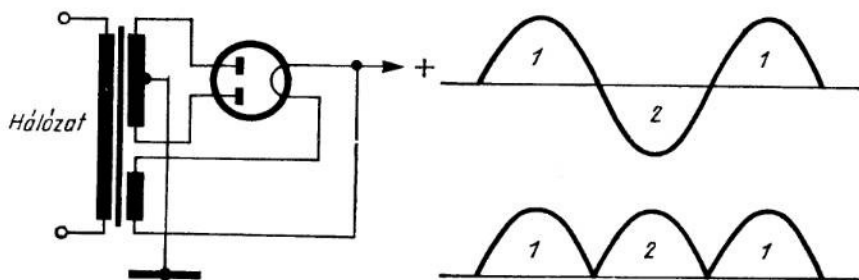


332. ábra. Egyutas egyenirányító

be. A szekunder oldalon szokásos feszültség — a kereskedelemben kapható csövek anódfeszültség-szükségletének megfelelően — 200—400 V. A tápegységből kivethető egyenáramú teljesítmény nagyságát a transzformátor nagysága és az egyenirányítócső, ill. a szárazegyenirányító adatai határozzák meg; az egyenirányítócsőnek a kiszámított legnagyobb áramerősségnél nagyobb árammal kívánatos terhelhetőnek lennie. A primer oldalon találjuk a hálózati kapcsolót és a teljes transzformátorterhelésre méretezett biztosítót. A drága egyenirányítócső védelmére gyakran a szekunder egyenáramú körben is elhelyeznek biztosítót. Biztosító helyett kis (4—6 V-os) izzólámpák is megfelelnek; ezek kiégésükkor jól látható, erős fénnel felvillannak, és így vészjelző lámpaként szerepelnek.

A 332. és a 333. ábra a rádiótechnikában leggyakrabban alkalmazott egyenirányítási módokat ábrázolja. A 332. ábra szerinti egyutas egyenirányító kapcsolás a váltakozó áramnak csak az egyik felét engedi át; erre mutat a neve is. A váltakozó feszültség egyik félperiódusában a cső anódja pozitív a katódjához képest, a csövön tehát áram folyik keresztül. A másik félperiódusban az anód negatív a katódhoz képest, a cső tehát ezalatt zár. A csövön átfolyó áram tehát egyirányú, amplitúdója azonban változó (lűktető egyenáram).

A 333. ábra szerinti kétutas egyenirányítás két-anódos csővel történik; a két anód a transzformátor szekunder tekercsének a két végéhez csatlakozik, a tekercs közepét pedig földelni kell. A két anód felváltva működik, így az egyutas egyenirányításnál kieső félperiódusok is hasznosíthatók. Ennél a módszernél kevesebb szűrésre van szükség, sajnos azonban a transzformátor szekunder tekercsének kétszer akkora kell

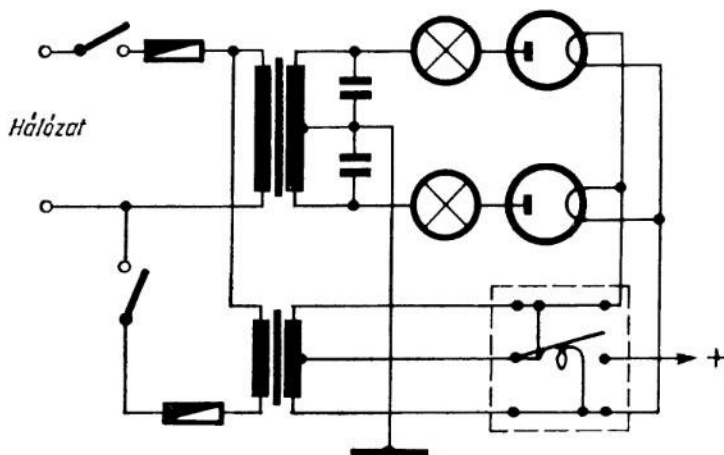


333. ábra. Kétutas egyenirányító

lennie, mint egyutas egyenirányítás esetén, ami különösen a végfokozatban szükséges nagy feszültségek előállításánál nehézségeket okozhat. A szokásos megoldás az, hogy az amatőr-adó oszcillátor-fokozata és közbenső fokozatai számára mindenképpen kétutas egyenirányítót építenek, a végfokozathoz viszont esetleg egyutas egyenirányítást alkalmaznak. A modulátorerősítőknek szintén kétutas egyenirányításra van szükségük, mert különben nagyon nagy kapacitású szűrőkondenzátorokat kellene használni.

A csöves egyenirányítók három nagy csoportra oszthatók:

1. hidegkatódos csővel működő egyenirányítók (pl. ködfénylámpás egyenirányító),
2. vákum-csőves egyenirányítók,
3. gáztöltésű csővel működő egyenirányítók (pl. higanygőz-egyenirányító).



334. ábra. Higanygőz-egyenirányító meghúzáskésleltetésű jelfogóval

Hidegkatódos egyenirányítót (pl. RGN 1500) csak ritkán használnak az amatörgyakorlatban; éppen ezért csak tájékoztatás kedvéért említettük meg.

A vákum-csőves egyenirányítók a legelterjedtebbek. Kaphatók közvetlen és közvetett fűtésű, egyutas és kétutas egyenirányításra alkalmas csövek. Ismertebb egyenirányító-cső-típusok: az AZ 12, amely 400 V körüli váltakozó feszültség esetén 120 mA egyenáramot tud szolgáltatni; az RGN 1404 (800 V, 100 mA), egyutas egyenirányítócső, amelyet az amatőr-adók végfokozatához szoktak alkalmazni; újabb típusok az EYY 13 és a GZ 34.

Elterjedtek a higanygőz-egyenirányítócsövek is; ezeknek a belső ellenállása kisebb, mint a vákumcsövéké. A katódjukon elhelyezett higany a fűtés hatására párolog, és a cső higanygőzzel telik meg; az átfolyó áram a higanygőz-ionok közvetítésével jön létre. A csövön levő feszültségesés kb. 15 V, a terheléstől csaknem teljesen független. Higanygőz-egyenirányítót főképpen nagy feszültség (1500–15 000 V) egyenirányítására és nagy terhelő áram (0,3–3 A) esetén alkalmaznak. Sajnos, a csőben végbemenő gázkisülések gyakran RF zavarokat okoznak, amelyek a vevőben recsegésropogás formájában észlelhetők; szerencsére ezek a zavarok az anódokban és a transzformátor primer oldalán beépített RF szűrők segítségével rendszerint kiküszöbölhe-

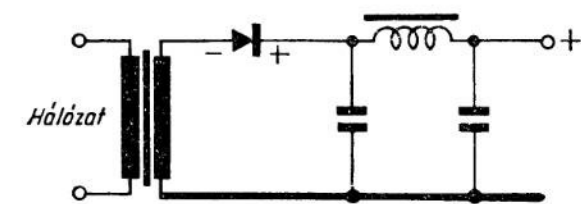
tők. A csövek élettartama jelentős mértékben megnő, ha a terhelést csak bizonyos ideig tartó fűtés után kapcsoljuk be (334. ábra). A megkívánt felfűtési idő típusonként más és más; a cső adatlapja feltünteti, általában 20 mp és 5 perc között változik. Ügyelni kell ezen kívül arra is, hogy a csövet követő szűrők első tagja mindig fojtótekerecs legyen.

Egyre jobban terjed az egyenirányítók egy további fajtájának: a félvezető egyenirányítóknak az alkalmazása. Használatos típusai:

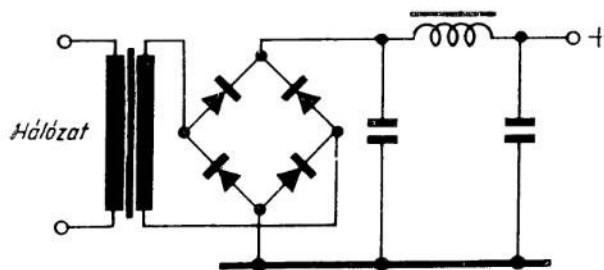
1. szelén-egyenirányító,
2. rézoxidul- (kuprox-) egyenirányító,
3. germánium- és szilícium-egyenirányító.

Az egyenirányítás mindhárom fajtánál két, különböző vezetőképességű anyag közötti zárórétegen következik be; a záróréteg az elektronokat csak az egyik irányban engedi át; ellenállása áteresztő irányban kicsi ( $10-1000 \Omega$ ), záró irányban nagy ( $10 \text{ k}\Omega - 1 \text{ M}\Omega$ ). Az egyenirányító jóságát e két ellenállás aránya jellemzi.

Valamennyi félvezető egyenirányítón át folyik záró irányban is bizonyos nagyságú áram; a keletkező egyenáram hullámossága ennek következtében nagyobb, mint csővel történő egyenirányítás esetén, és a transzformátort is jobban terheli. A jó szelén-egyenirányító jósága 3000 körül van. A félvezető egyenirányítók további fontos adata az elemenkénti zárófeszültség; ez szelénél kb. 12 V (korszerű szelén-elemeknél 32 V), kuproxnál 8–9 V, germániumnál és szilíciumnál pedig 1000 V is lehet. 220 V váltakozó feszültség egyenirányításához tehát szelén-, ill. kuprox-cellából sokat kell sorbakapcsolni. Legnagyobb teljesítményűek a germánium- és szilícium-egyenirányítók, de lényegesen drágábbak is a másik kettőnél.



335. ábra. Egyutas szelén-egyenirányító kapcsolás



336. ábra. Kétutas (Graetz-) kapcsolás

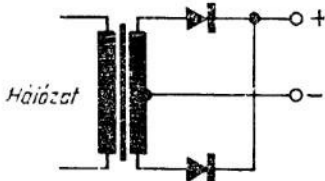
A félvezető egyenirányítók közös előnye, hogy nincs szükségük fűtésre. A kereskedelemben 5 és 500 mA közötti árammal terhelhető típusok kaphatók, és 2 V és 1000 V közötti feszültségre alkalmazhatók. A készülék építésénél ügyelni kell arra, hogy az egyenirányító ne kerüljön melegező alkatrész közelébe, mert a félvezető egyenirányítók — a szilícium kivételével —  $60^\circ\text{C}$ -nál nagyobb meleget nem bírnak ki.

A félvezető egyenirányítók közös előnye, hogy nincs szükségük fűtésre. A kereskedelemben 5 és 500 mA közötti árammal terhelhető típusok kaphatók, és 2 V és 1000 V közötti feszültségre alkalmazhatók. A készülék építésénél ügyelni kell arra, hogy az egyenirányító ne kerüljön melegező alkatrész közelébe, mert a félvezető egyenirányítók — a szilícium kivételével —  $60^\circ\text{C}$ -nál nagyobb meleget nem bírnak ki.

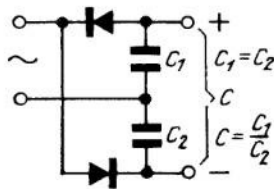
A 335–339. ábrákon félvezető egyenirányító-kapcsolások láthatók. Mint a kapcsolások mutatják, ezekkel is végezhető egyutas és kétutas egyenirányítás. A 335. ábra egyutas, a 336. ábra kétutas egyenirányító-kapcsolást tüntet fel. A kétutas egyenirányító hatásfoka és bűgásfrekvenciája az egyutasénak a kétszerese. A 336. ábra



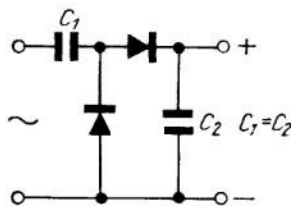
szerinti ún. Graetz-kapcsolás esetén csak egy leágazás nélküli szekunder tekercsre van szükség. A 337. ábrán a csöves egyenirányítóknál is alkalmazott kétutas kapcsolás látható, a 338. és a 339. pedig a félvezetős egyenirányítókkal különösen egyszerűen megvalósítható feszültségekészerező-kapcsolást mutat be. Ezekkel a kapcsolásokkal a tápláló váltakozó feszültségnél 50–100%-kal nagyobb egyenfeszültség állítható elő. Nagyobb teljesítményű egyenirányítóknál ritkán alkalmaznak feszültség-készerezést; ennek az az oka, hogy az egyenirányítóból kivehető áram



337. ábra. Kétutas szelén-egyenirányító kapcsolás



338. ábra. Feszültségekészerező kapcsolás



339. ábra. Feszültségekészerező kapcsolás

nagyságát nem az egyenirányító, hanem a szűrőkondenzátor határozza meg; mint-hogy pedig ennek a kapacitása nem lehet végtelenül nagy, az áram értéke korlátozott. A feszültségsokszorozó kapcsolásokat (kaszád-kapcsolás) a gyakorlatban katód-sugárcsövek táplálására használják.

A hálózati egyenirányítók helyes üzemeltetése megkívánja, hogy figyelemmel legyünk egyes dolgokra. A csövek fűtését pl. gondosan a megadott értéken kell tartani, mert aláfűtés esetén lényegesen kisebb egyenfeszültséget szolgáltat, amellet az élettartama is jelentős mértékben csökken. A fűtővezetékeknek szilárdan, jó érintkezést biztosítva kell a csőfoglatat kivezetéséhez csatlakozniok. Bakelit csőfoglatat — tekintettel a kúszó áramokra — csak 500 V feszültségig használható; ennél nagyobb feszültség esetén kerámia-foglatatot kell alkalmazni. A nagyfeszültségű egyenirányítók transzformátor-szigetelésének igen jónak kell lennie, mert az egyes tekercsek között nagy lehet a feszültségkülönbség. Az egyenirányítócső védelmére a transzformátor és a cső anódja közé 50–200  $\Omega$  értékű ellenállást ajánlatos kapcsolni.

### 9.33 A rácseleőfeszültség előállítása

Az adó megkívánt üzemi viszonyainak a beállításához szükséges, hogy az egyes csövek megfelelő nagyságú negatív rácseleőfeszültséget kapjanak. Minthogy a katódellenálláson önműködően előállított előfeszültség az adókban rendszerint nem alkalmazható, külön feszültségforrásra van szükség, amely az előfeszültséget szolgáltatja. Ez a feszültségforrás ugyanolyan kapcsolású lehet, mint bármelyik, eddig ismertetett hálózati egyenirányító, csupán arra kell ügyelni, hogy a szűrő-elemeket a negatív ágba kell kapcsolni. Az amatőr-adók rácseleőfeszültségét szolgáltató egyenirányítót nem terheli nagy áramerősség, így kisméretűre is megépíthető. A szűrő-fojtó rendszerint 2–3 k $\Omega$  értékű ellenállással helyettesíthető; a transzformátor szekunder feszültségének általában nem kell 200 V-nál nagyobbak lennie. Ha fontos, hogy az egyenirányító kis helyen is elférjen, akkor nem alkalmazunk külön transzformátort, hanem ezt a szekunder-tekercset is ugyanarra a vasmagra tekercseljük, mint a fűtőtekercset;



terhelése rendszerint nem több, mint 20–30 mA. Ha a kereskedelemben kapható transzformátort használunk, akkor az egyenirányított feszültség értéke 300 V körül lesz; ekkora negatív előfeszültségre olyan végfokozatokban van szükség a munkapont helyes beállítására, amelyeknek az anódfeszültsége 1500 V.

A rácselőfeszültséget szolgáltató egyenirányítót 20–30 k $\Omega$  értékű ellenállással, vagy megfelelően terhelhető potenciométerrel zárjuk le, így minden üzemi helyzet kiélegetésére alkalmas. A rácselőfeszültség stabilizálása amatőr-adókban általában nem feltétlenül szükséges; különben is előnyös, ha változtatható feszültségű rácselőfeszültség-forrásunk van, mert így mindenfajta üzemmód kikísérletezésére alkalmas.

### 9.34 A szűrés

Amatőr-állomások tápegyenirányítójában 500 V feszültségig 8–50  $\mu$ F kapacitású szűrőkondenzátort szokás alkalmazni. Különösen gondosan kell szűrni a vezérossz-cillátor-fokozat és a modulátorerősítő tápfeszültségét. A megmaradó bűgófeszültség értéke könnyen kiszámítható; függ a kapcsolástól, a szűrőkondenzátor kapacitásától és az egyenirányítótól kivett egyenáram értékétől. Kiszámítására a következő, egyszerűsített összefüggést használhatjuk:

$$U_b = k \frac{I}{C},$$

ahol  $U_b$  a bűgófeszültség effektív értéke V-ban,

$I$  az egyenirányítóból kivett egyenáram mA-ben,

$C$  a szűrőkondenzátor kapacitása  $\mu$ F-ban és

$k$  a kapcsolástól függő tényező.

A  $k$  tényező értéke 50 Hz frekvenciájú tápfeszültség mellett egyutas kapcsolásban  $k = 4$ , kétutas és Graetz-kapcsolásban  $k = 1,5$ , Greinacher-féle (a 338. ábra szerinti) feszültségkétszerező kapcsolásban  $k = 3$ . Ezek az értékek csöves egyenirányítókra érvényesek; félvezetős egyenirányítás esetén kb. 30%-kal meg kell növelni a tényező értékét, mert a záró irányban folyó áram megnöveli a bűgófeszültséget; egyutas szelvényegyenirányító esetén  $k = 4,8$ , kétutas szelvényegyenirányító esetén  $k = 1,8$  értékkel szoktak számolni.

Ha előírjuk, hogy egy bizonyos kapcsolásban mekkorának szabad lennie a legnagyobb bűgófeszültségnek, akkor a szükséges szűrőkondenzátor kapacitása az előző összefüggés alapján kiszámítható:

$$C = k \frac{I}{U_b}.$$

Ha a bűgófeszültséget tovább kívánjuk csökkenteni, akkor fojtótekerccsből és kondenzátorból, ill. ellenállásból és kondenzátorból álló szűrőláncot kell alkalmaznunk. A szűrőlánc kimenő kapcsain maradó bűgófeszültség értékét az egyes kapcsolásokban a következő összefüggések adják meg:

1. Egyutas egyenirányítás (bűgőfrekvencia 50 Hz)

a) LC-szűrő:

$$U_{b2} = \frac{10^6}{\omega^2 LC} \cdot U_{b1} = \frac{10,24}{LC} \cdot U_{b1},$$

b) RC-szűrő:

$$U_{b2} = \frac{10^6}{\omega RC} \cdot U_{b1} = \frac{3200}{RC} \cdot U_{b1}$$

2. Kétutas egyenirányítás (bűgőfrekvencia 100 Hz)

a) LC-szűrő:

$$U_{b2} = \frac{2,55}{LC} \cdot U_{b1}$$

b) RC-szűrő:

$$U_{b2} = \frac{1600}{RC} \cdot U_{b1}$$

A fenti összefüggésekben

$U_{b1}$  a szűrőláncra kapcsolt bűgőfeszültség V-ban,

$U_{b2}$  a szűrőlánc kimenő kapcsain maradó bűgőfeszültség V-ban,

$L$  a fojtótekerics induktivitása H-ben,

$R$  a szűrőellenállás értéke  $\Omega$ -ban és

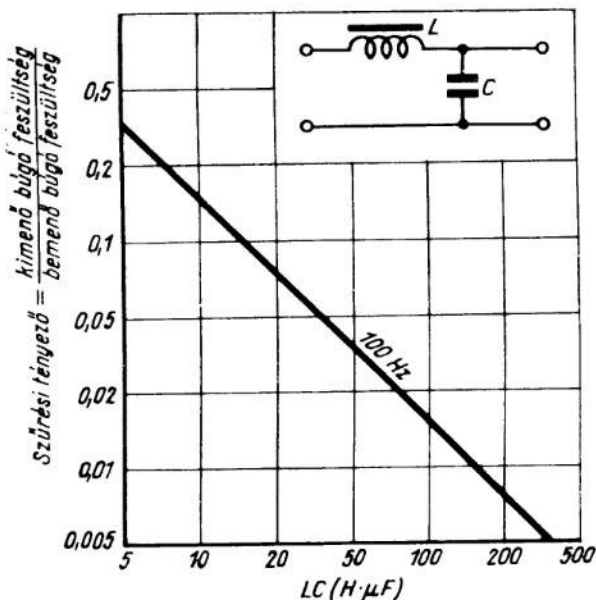
$C$  a szűrőkondenzátor kapacitása  $\mu\text{F}$ -ban.

Az összefüggések közelítő értékeket adnak.

A 340. ábra diagramban ábrázolja a kétutas egyenirányító után kapcsolt egyszerű LC-szűrő kimenő kapcsain maradó bűgőfeszültségnek a szűrőre kapcsolt bűgőfeszültséghez viszonyított értékét.

Megemlítjük még, hogy a stabilizátorcső vagy simítócső úgy hat, mint egy 40–80  $\mu\text{F}$  kapacitású szűrőkondenzátor. Ez a hatás az ilyen csövek kis váltakozóáramú ellenállásának tulajdonítható. Azt is meg kell még állapítanunk,

hogy az olyan szűrő, amelynek az első tagja fojtótekerics, növeli a fogyasztón fellépő feszültség stabilitását. Az olyan szűrőknél, amelyeknek az első tagja kondenzátor, a következő hátrányos jelenség tapasztalható: a kondenzátor üresjárásban a csúcshőfeszültségre töltődik fel. A terhelés bekapcsolásakor a feszültség lecsökken, és pedig annál nagyobb mértékben, minél kisebb a kondenzátor kapacitása. Előfordul, hogy a kimenő egyenfeszültség terheléskor 550 V-ról 320 V-ra csökken. Anódbillen-tyűzésű adóban az anódfeszül-



340. ábra. Bűgőfeszültség csökkentése LC-szűrővel

ség ilyenformán minden billentyűlenyomáskor lecsökken, és — minthogy az anódfeszültség változása az oszcillátor frekvenciájának a megváltozását vonja maga után — bekövetkezik a „csipogás”. Ha a szűrő első tagja nem kondenzátor, hanem fojtótekerccs, akkor ez a jelenség nem észlelhető; a kimenő feszültség ingadozása ebben az esetben lényegesen kisebb. A fojtótekerccs induktivitásának a kiszámítására szolgáló közelítő összefüggés:

$$L_{[H]} = \frac{\text{terhelő ellenállás}_{[\Omega]}}{1000}.$$

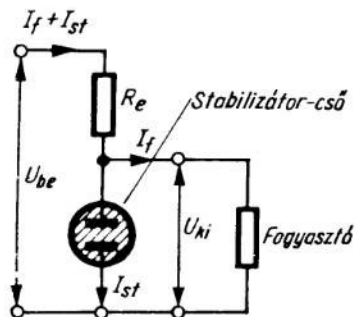
A terhelő ellenállás értékét úgy számítjuk ki, hogy a szükséges anódfeszültség értékét elosztjuk az anórárammal. Ha a kimenő feszültségnek a terhelés megváltozásakor vagy a hálózati feszültség megváltozásakor sem szabad ingadoznia, akkor elektronikus stabilizálást kell alkalmazni; ennek módszereit a következő pontban ismertetjük.

### 9.35 Feszültségstabilizálás

Állandó egyenfeszültség előállítására több lehetőség van. Az alapelve mindegyiknek közös: vagy olyan ellenállást kapcsolunk sorba az ellenállását változtató fogyasztóval, amely maga is változik, mégpedig úgy, hogy a fogyasztóra jutó feszültség állandó marad, vagy pedig a fogyasztóval sorbakapcsolunk egy állandó értékű ellenállást, párhuzamosan pedig egy másikat, amelyiknek az értéke úgy változik, hogy a rajta átfolyó áram a fogyasztó áramát állandó nagyságú árammá egészíti ki.

#### 9.351 Ködfénylámpa (stabilizátor) és vashidrogén-ellenállás (bareter)

Az első módszer — a soros szabályozás — a legegyszerűbben vashidrogén ellenállással valósítható meg, amelyet állandó értékű ellenállással kapcsolunk sorba. A vashidrogén-ellenállás hidrogéngázzal töltött üvegburába forrasztott, vékony vas-huzal, amelynek a különleges hűlési viszonyai azt eredményezik, hogy a rajta átfolyó áram erőssége a feszültség megváltozása esetén is csak igen kevésbé változik meg. A vashidrogén-ellenállás tehát állandó értéken tartja az áramot, és így a vele sorbakapcsolt ellenálláson levő feszültség állandó marad. Ha a bemenő és a kimenő feszültségváltozás arányát szabályozási tényezőnek nevezzük, akkor világos, hogy a szabályozás annál hatásosabb, minél nagyobb a szabályozási tényező. Vashidrogén-ellenállással 5—10, ködfénylámpás stabilizátorral 20—40, elektroncsöves szabályozóval 5000 értékű szabályozási tényező érhető el.



341. ábra. Ködfénylámpás stabilizátor-kapcsolás

Míg a vashidrogén-ellenállást sorbakapcsolják a fogyasztóval, és többnyire elektroncsövek fűtőáramának a szabályozására használják, addig a ködfénylámpát a fogyasztóval párhuzamosan kell kapcsolni. A ködfénylámpa gyújtófeszültsége a gáz nyomásától és az elektródák minőségétől függ, de nem függ az átfolyó áramtól. Egyetlen hátránya, hogy ez az áram is terheli az egyenirányító berendezést. A ködfénylámpás stabilizátorok 75 és 800 V feszültség-, és 3 és 300 mA áramhatárok között használhatók. Nagyobb (800—50 000 V) feszültség és kisebb (5—500  $\mu$ A) áramerősség esetén

korona-stabilizátorok alkalmazhatók. A ködfénylámpás szabályozás lényeges pontja az előtétellenállás számítása, amelyet a most következőkben ismertetünk.

Ködfénylámpás stabilizátor kapcsolását mutatja a 341. ábra. Ha nő az  $U_{be}$  bemenő feszültség, akkor megnő az  $R_e$  előtétellenálláson keletkező feszültségesés, és az  $U_{ki}$  kimenő feszültség nem változik. Akkor is észlelhető stabilizáló hatás, ha az  $U_{be}$  bemenő feszültség változatlan, csak a fogyasztón áthaladó  $I_f$  áram ingadozik, mert ilyenkor a ködfénylámpán átfolyó  $I_{st}$  áram ellenkező értelmű ingadozása tapasztalható.

Gyakorlati szempontból fontos a megfelelő stabilizátorcső kiválasztása, ill. a meglévő stabilizátorcső alkalmazhatóságának a megállapítása. E célból meg kell határozni, mekkora  $I_{st}$  sönt-áramnak kell átfolynia a stabilizátorcsővön; ezt követően egyszerű számítással megállapítjuk a megengedhető legkisebb bemenő feszültség, valamint az  $R_e$  előtétellenállás értékét. A kimenő feszültség a stabilizátorcső gyújtófeszültségével egyenlő, és a cső adatlapjából olvasható ki. Pl. az STV 75/15 típusú stabilizátorcső gyújtófeszültsége 75 V, a rajta átfolyó maximális áramerősség 15 mA. A stabilizátorcső sönt-árama a következő összefüggésből számítható ki:

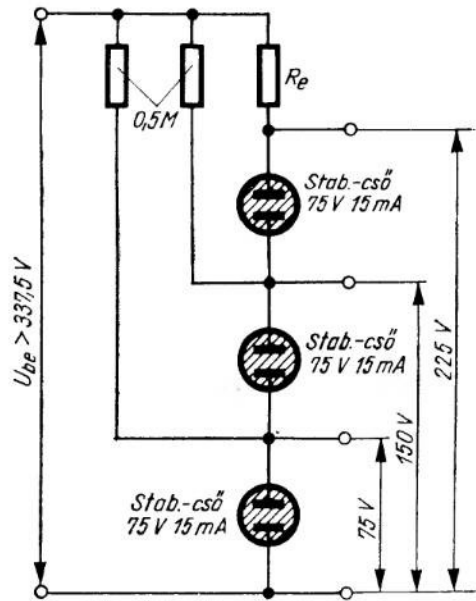
$$I_{st} = \frac{I_{f \max} - I_{f \min}}{0,8}$$

A bemenő feszültség legalább másfélszer akkora legyen, mint a stabilizátor gyújtófeszültsége; nagyobb bemenő feszültség esetén jobb a stabilizáció.

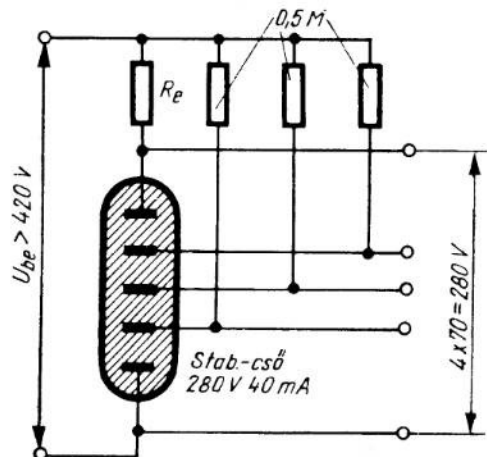
Az előtétellenálláson levő feszültség a bemenő és a kimenő feszültség különbsége, a rajta átfolyó áram pedig a fogyasztó által felvett áram és a stabilizátorcsővön átfolyó áram összege. Az előtétellenállás értéke ezek alapján:

$$R_e = \frac{U_{be} - U_{ki}}{I_f + I_{st}}$$

$U_{be}$  helyére az elképzelhető legnagyobb feszültséget kell behelyettesíteni, vagyis



342. ábra. Ködfénylámpás stabilizátorok sorbakapcsolása



343. ábra. Ködfénylámpás feszültségosztó-stabilizátor (Stabilovolt)

a feszültség normális értékénél nagyobbat kell figyelembe venni.  $U_{ki}$  a kimenő feszültség, amely egyenlő a stabilizátorcső gyújtófeszültségével.  $I_f$  helyére a lehető legkisebb fogyasztói áram értékét kell behelyettesíteni, amely kísérleti berendezésnél vagy billentyűzött oszcillátornál nullával lehet egyenlő.  $I_{st}$  a stabilizátorcső maximális árama, amelynek értékét a cső adattáblájából vehetjük.

A stabilizátorcsövek alkalmazása szempontjából fontos tudnunk, hogy ezek sorba is kapcsolhatók; ebben az esetben — mint a 342. ábrán látható — mindegyik csőről a megfelelő értékű stabilizált feszültség vehető le. Az ismert STV 280/40 típusú stabilizátorcső már eleve ilyen szerkezetű;  $4 \times 70$  V stabilizált feszültséget szolgáltat, az átfolyó áram erőssége nem haladhatja meg a 40 mA-t (343. ábra).

A gyújtás megkönnyítésére a stabilizátorcsövekbe gyújtóelektródákat építenek be, amelyeket 0,1–0,5 M $\Omega$  értékű ellenálláson keresztül a bemenő feszültség pozitív sarkával kötnék össze, és amelyek a gáztöltés elő-ionizálását végzik. Az STV 280/40 típusú stabilizátorcső minden elektródáját össze kell kötni nagyértékű ellenálláson keresztül a bemenő feszültség pozitív sarkával; a cső így terhelve is biztosan gyújt. Stabilizátorcsövek nem kapcsolhatók párhuzamosan, mert a jelleggörbéjük közötti legkisebb eltérés is fűrészfogások keletkezését idézi elő.

Az előtétellenállás terhelhetősége a

$$P = \frac{(U_{be} - U_{ki})^2}{R_e}$$

összefüggésből számítható ki.

Az elmondottak érhetőbbé tételére két példát mutatunk be.

1. Hálózati anódpótlóban STV 280/40 típusú stabilizátorcsövet alkalmazunk. A hálózati transzformátor szekunder tekercse  $2 \times 500$  V feszültségű váltakozóáramot szolgáltat, amelyet a megszokott kapcsolásban működő AZ 11 típusú cső egyenirányít. Az anódpótlón időnként nincs terhelés. Számítsuk ki a szükséges legkisebb bemenő feszültséget, továbbá az előtétellenállás értékét és terhelhetőségét.

$$U_{be \min} = 1,5 \cdot 280 = 420 \text{ V,}$$

500 V tehát elegendő.

$$R_e = \frac{550 - 280}{0,04} = \frac{270}{0,04} = 6750 \ \Omega.$$

Mint hogy a transzformátortekercs, a fojtótekercs és az AZ 11 cső belső ellenállása együttvéve mintegy 250  $\Omega$ -ot tesz ki, az előtétellenállást

$$R_e = 6500 \ \Omega$$

értékűnek vehetjük.

Az előtétellenállás terhelhetősége:

$$P = \frac{(550 - 280)^2}{6500} = \frac{270^2}{6500} = 11,2 \text{ W, kereken } 12 \text{ W.}$$

A számítás alkalmával a 10%-kal megnövelt névleges bemenő feszültséget vettük figyelembe.

2. Adókat az EF 14 csővel működő oszcillátor anódjában billentyűzzük; a billentyűzött áram erőssége 14 mA. Az oszcillátor anódján kívül stabilizált 150 V feszült-

séget kap két, ugyancsak EF 14 csővel működő frekvenciátöbbszöröző fokozat segéd-rácsa; ezek együttes áramfelvétele 4 mA. A bemenő feszültség 300 V; ugyanez a feszültség táplálja még a frekvenciátöbbszöröző fokozatok anódját és a végfokozat segéd-rácsát. Állapítsuk meg a szükséges stabilizátorcső típusát, továbbá az előtétellenállás értékét és terhelhetőségét.

$$I_{f \max} = 14 + 4 = 18 \text{ mA},$$

$$I_{f \min} = 4 \text{ mA},$$

ezekkel

$$I_{st} = \frac{14 - 4}{0,8} = 12,5 \text{ mA}.$$

Megfelel tehát az STV 150/15 típusú stabilizátorcső. Az előtétellenállás értéke:

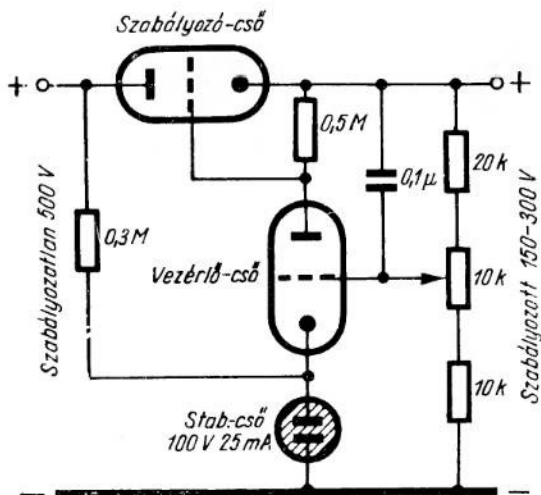
$$R_e = \frac{300 - 150}{15 + 4} = 7900 \ \Omega,$$

terhelhetősége:

$$P = \frac{(300 - 150)^2}{7900} = 2,85 \text{ W}, \text{ kerekén } 3 \text{ W}.$$

### 9.352 Elektroncsöves stabilizátor

A legjobb szabályozás elektroncsöves stabilizátorral érhető el; ez a megoldás természetesen drágább, mint az előzők. Az elektroncsöves stabilizátor elvi kapcsolását a 344. ábra mutatja be. A szabályozócső sorba van kapcsolva a fogyasztóval; belső ellenállása az a változtatható értékű ellenállás, amelynek a segítségével a kimenő feszültség állandó értéken tartható. A kimenő feszültség egy részét feszültségosztón leosztjuk, és ezt a leosztott feszültséget összehasonlítjuk egy ködfénylámpa állandó feszültségével. A keletkező hibafeszültség egyenáramú erősítőként kapcsolt triódát vezérel, és ez vezérli a szabályozócsövet. Tételezzük fel, hogy a vezérlő cső valamilyen negatív előfeszültséget kap; a csövön átfolyó áram az anódköri munkaellenálláson (0,5 M $\Omega$ ) feszültséget kelt, ez a szabályozó cső rácseelőfeszültsége. Most tételezzük fel azt, hogy a kimenő feszültség csökken; akkor kisebb lesz a feszültségosztón leosztott feszültség, és — a katódjához képest — negatívabbá válik a vezérlő cső rácsa, ennek következtében csökken a cső anódárama, és nő az anódmunkaellenállásán

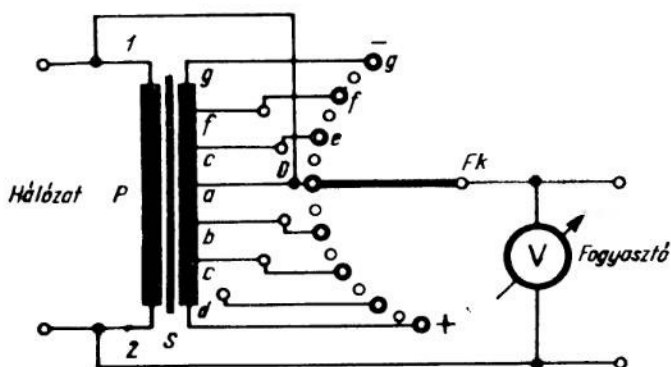


344. ábra. Elektronikus szabályozású feszültség-stabilizátor

létrejövő feszültség, vagyis a szabályozó cső rácsa a katódjához képest kevésbé negatívvá válik, ezzel együtt csökken a belső ellenállása, és így a kimenő feszültség csökkenése kiegyenlítődik. Ha a kimenő feszültség emelkedik, akkor ennek a folyamatnak a fordítottja játszódik le. A szabályozási tényező a vezérlő és a szabályozó cső erősítésének, továbbá a kimenő feszültség leosztási arányának a szorzata. Ha feltételezzük, hogy a szabályozó cső erősítése négyszeres, a vezérlő cső erősítése húszszoros, a leosztási arány 0,5-szeres, akkor a szabályozási tényező  $4 \cdot 20 \cdot 0,5 = 40$ . A vezérlő cső erősítésének a növelésével a szabályozási tényező is megnövelhető.

### 9.353 A hálózati feszültségingadozások kiegyenlítése

A hálózati feszültségingadozások gyakran elkésérik az amatőr életét. Csúcsterhelés-kor a hálózati feszültség 190, sőt 170 V-ra is lecsökken, éjszaka és a hajnali órákban pedig, amelyek távolsági összeköttetések létesítésére a legalkalmasabbak, 235 V-ra



345. ábra. Szabályozó-transzformátor

is felemelkedik. Mindennek az a következménye, hogy olyankor, amikor a feszültség kicsi, az adó és a vevő nem nyújtja a névleges teljesítményét, olyankor pedig, amikor a feszültség nagyobb a kellenél, az egyenirányító-adó- és vevőcsövek fűtőszála a megengedettnél nagyobb terhelést kap, és idő előtt tönkremegy. A megoldás: szabályozó transzformátort kell alkalmazni. A feszültség szabályozás első feltétele az, hogy legyen olyan műszerünk, amely alkalmas a hálózati feszültség kifogástalan mérésére. 220 V feszültségű hálózat méréséhez 250 V méréshatárú műszerre van szükség. Célszerű, ha a skálán piros vonal jelzi a 220 V-ot, nehogy előforduljon, hogy felületes rátekintés alapján hamis feszültségre szabályozunk. Jó, nem túlságosan drága, 1 vagy 2 osztályú lágyvasas műszer tökéletesen megfelel erre a célra. Skálája jól áttekinthető, legalább 50 mm átmérőjű legyen.

A szabályozó transzformátor kétféle lehet. Vagy tekercselünk, ill. tekercseltetünk egy takaré- (auto-) transzformátort, amelyen 190 és 235 V között leágazásokat készítenk, vagy egy kis hálózati transzformátort alakítunk át szabályozó transzformátorrá. A szabályozás úgy történik, hogy a hálózati feszültséggel sorbakapcsolunk egy segéd feszültséget, amely vagy egyező fázisú azzal, és megnöveli, vagy ellenkező fázisú és lecsökkenti azt. Ha tehát a hálózati feszültség kicsi, akkor névleges feszültség = hálózati feszültség + segéd feszültség,



ha pedig a hálózati feszültség nagy, akkor  
névleges feszültség = hálózati feszültség – segédfeszültség.

Az általunk felvett feszültséghatárookra alkalmazva:

névleges feszültség 220 V = hálózati feszültség 190 V + segédfeszültség 30 V,  
és

névleges feszültség 220 V = hálózati feszültség 235 V – segédfeszültség 15 V.

A transzformátor kapcsolása a 345. ábrán látható. A hálózati feszültség a  $T_r$  transzformátor  $P$  jelű primer tekercsét gerjeszti. Az  $F_k$  jelű fokozatkapcsolót (nehogy átkapcsolás közben menetzárlat keletkezzék, a kapcsolónak csak minden második érintkezőjéhez csatlakoztatjuk az  $S_z$  jelű szekunder tekercs egy-egy leágazását) mindig olyan állásba kell hozni, hogy a szekunder tekercsnek az áramkörbe bekapcsolt része által szolgáltatott segédfeszültség a hálózati feszültséggel együtt éppen 220 V-ot adjon; a kimenő feszültség a  $V$  jelű voltmérőn olvasható le. A fokozatkapcsolót – attól függően, hogy a kimenő feszültség kicsi vagy nagy – pozitív vagy negatív irányba el kell forgani. A transzformátor méretezésénél az ellátandó fogyasztó teljesítményét kell figyelembe venni. Ha csak vevőkészüléket és frekvenciamérőt táplál, akkor ezek együttes teljesítménye ritkán lépi túl a 110 W-ot, ha még  $C$  fokozatú adót is, akkor a 440 W-ot. A hálózatból felvett áram ezekben az esetekben 0,5 A, ill. 2 A. A transzformátor által szolgáltatott maximális segédfeszültség 30 V, így a szükséges transzformátorteljesítmény kereken 20, ill. 70 W. A transzformátor tehát viszonylag kicsi lehet.

Ha hálózati transzformátort alakítunk át szabályozó-transzformátorrá, akkor a 220 V-os primer tekercset megtartjuk, a szekunder tekercset pedig eltávolítjuk, és a helyére másikat tekercselünk. Az egyes fokozatok között 5–7,5 V-nál kisebb feszültségnek nem kell lennie; finomabb beállíthatóságra nincs szükség. A feszültségátétel a szélső helyzetekben:

$$\text{minimális hálózati feszültség esetén } \acute{a} = \frac{30}{190} = 1:6,3,$$

$$\text{maximális hálózati feszültség esetén } \acute{a} = \frac{15}{235} = 1:15,6.$$

Ebből az következik, hogy a minimális hálózati feszültség esetén bekapcsolandó szekunder menetek ( $a-d$ ) száma a primer tekercs menetszámának  $1/6,3$  része, a maximális hálózati feszültség esetén bekapcsolandó szekunder menetek ( $e-g$ ) száma pedig a primer tekercs menetszámának  $1/15,6$  része. Minthogy úgymint használunk voltmérőt, elegendő, ha a menetszámokat csak a transzformátor vasmagkeresztmetszetének a figyelembevételével számítjuk ki. A számítást a következő összefüggések alapján végezzük:

$$\begin{aligned} a-d \text{ menetszám} &= \frac{9240}{6,3 A} = \frac{1466}{A}, \\ e-g \text{ menetszám} &= \frac{9240}{15,6 A} = \frac{592}{A}, \end{aligned}$$

ahol  $A$  a vasmag keresztmetszete  $\text{cm}^2$ -ben.

Ha tehát a rendelkezésünkre álló transzformátor vasmagjának a keresztmetszete  $4 \text{ cm}^2$ , akkor az

$$a-d \text{ menetszám} = \frac{1466}{4} = 366 \text{ menet,}$$

$$e-g \text{ menetszám} = \frac{592}{4} = 148 \text{ menet.}$$

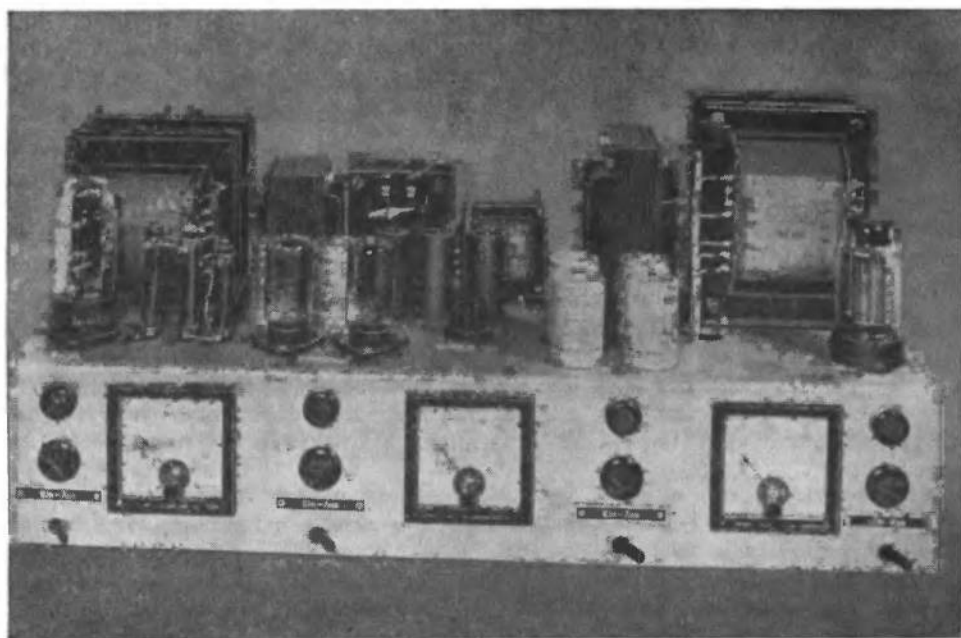
Az egyes féltekercseket egyenletes fokozatokra osztjuk. A fokozatok közötti menetek száma:

$$a-d : 4 \times 91 \text{ menet,}$$

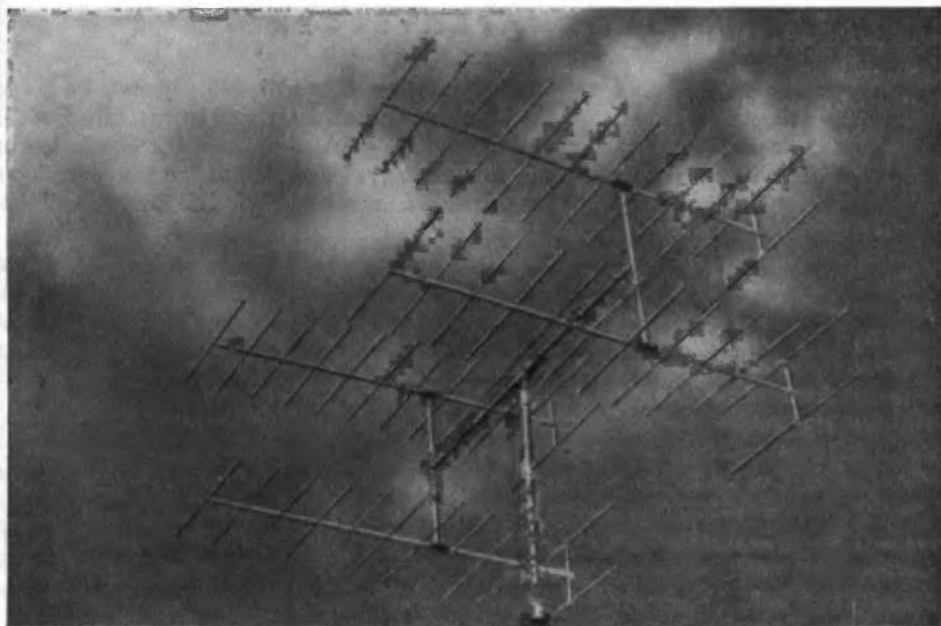
$$e-g : 3 \times 49 \text{ menet.}$$

A szekunder tekercs huzalátmérőjét a szolgáltatandó áram erősségének megfelelően kell megállapítani; a megengedhető áramsűrűség általában  $3 \text{ A/mm}^2$ . A példánkban előforduló 110, ill. 440 W teljesítmény esetén pl. 0,5 mm, ill. 1 mm átmérőjű huzalt lehet alkalmazni.

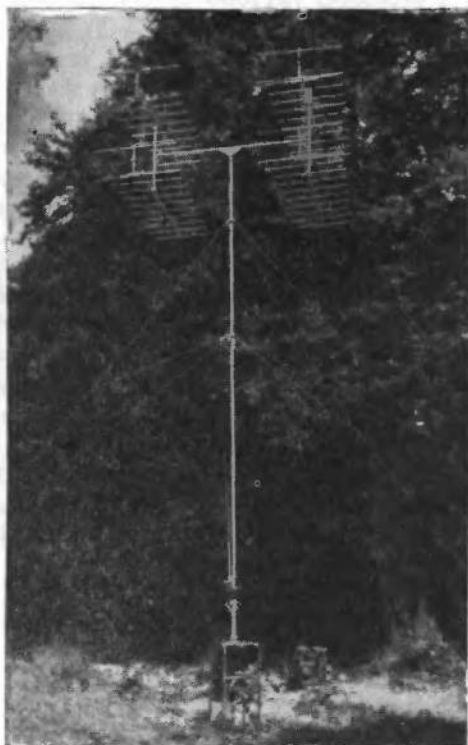
Az elmondottak szerint méretezett szekunder tekercset kézzel is könnyen feltekercselhetjük a régi primer tekercs fölé. Ha kipróbáláskor azt tapasztaljuk, hogy a szabályozó nem a megkívánt értelemben, hanem fordítva szabályoz, akkor a transzformátor primer kapcsairól a fogyasztóhoz, ill. s szekunder tekercs 0 jelű leágazásához menő vezetékét fel kell cserélni.



346. ábra. Mintaszerű felépítésű amatőr állomástápegység



a)



b)

347. ábra. HG 5 KBP, a központi Rádióklub URH állomásának 48 elemes antennája, forgatószerkezettel:

a) sugárzó; b) a teljes antenna

## 9.4 VIBRÁTOROS TÁPEGYSÉGEK

Olyan helyeken, ahol az adót vagy a vevőt akkumulátorról kell táplálni, de forgó átalakítót — nagy súlya miatt — nem akarunk használni, vibrátoros tápegységet alkalmazunk. Az anódtelep pótlására hordozható készülékek számára is vibrátoros tápegységet építhetünk; sajnos azonban vibrátorral zavartalan üzemre nem igen számíthatunk. Mindenesetre minden csatlakozó vezetékbe jó RF fojtást kell beépíteni.

A vibrátor rendszerint 100 Hz frekvenciával rezeg; terhelhetősége elérheti a 100 W-ot. A WGI 2,4a jelű vibrátor primer feszültsége pl. 2 V, a kivehető szekunder teljesítmény pedig 3 W. Ma már miniatűrűcső-nagyságú vibrátorokat is készítenek. A vibrátor élettartama általában 500 üzemóra, ezt azonban csak akkor éri el, ha az érintkezőin megfelelő szikraoltást alkalmazunk. Kétféle vibrátor ismeretes: az egyszerű és a szinkron-vibrátor.

Az egyszerű vibrátor transzformátorának a primer tekercse két féltekercsből áll, és a rezgő vibrátor az akkumulátor feszültségét váltakozva kapcsolja az egyik, majd a másik tekercsfélre. A primer tekercsben folyó áram megközelítően négyszögrezgésalakú, és erős indukáló hatást fejt ki. A rezgő nyelvet külön érintkezővel vezérelt elektromágnes mozgatja; működése az egyenáramú csengőéhez (Wagner-féle kalapács) hasonló. A szaggatott primer feszültséget feltranszformáljuk, majd — pl. szelén-egyenirányítóval — egyenirányítjuk; simítás és RF szűrés után rendelkezésünkre áll a szükséges nagyobb egyenfeszültség.

A szinkron-vibrátornál nincs szükség külön egyenirányítóra; az egyenirányítást mechanikus úton maga a vibrátor végzi a primer érintkezőpárral szinkron működő másik érintkezőpár segítségével. A szekunder oldali egyenirányítót ezáltal megtakaríthatjuk, hátránya azonban az eljárásnak, hogy még több a szikrázás, mint az egyszerű vibrátornál, és így a zavarmentesítése is jóval nehezebb.

A vibrátor tervezésének egyik leglényegesebb részlete a szikraoltókörök igen pontos méretezése. Elsősorban a keletkező rezgések alakját kell oszcilloszkóp segítségével pontosan megállapítani. Ha az áramgörbe csúcsokat vagy túlrezgéseket tartalmaz, akkor a vibrátorról táplált vevőben erős sistergés hallható. Igen gondosan kell megkeresni a vibrátor fémvázán a megfelelő földelési pontokat is. Érzékeny vevőkészülékhez csatlakozó szondával (kereső-tekerccsel) le kell tapogatni a vibrátor valamennyi pontját, így állapítva meg a zavarforrásokat.

A vibrátor bizonyos alkalmazási területeken tranzisztoros feszültségátalakítóval (az ún. transzverterrel) helyettesíthető; a kapcsolók szerepét ebben tranzisztorok látják el.

A szokásos vibrátoros tápegységek hatásfoka 30 és 75% között van. Igen kis primer feszültség (2 V) esetén a 30% is csak nehezen érhető el. 100 W-nál nagyobb szekunder teljesítmény esetén forgó-átalakító használata ajánlatos. A transzverter hatásfokai valamivel nagyobb, mint a vibratoré. Az ez idő szerinti legnagyobb transzverterteljesítmény 30 W.

## 10.01 ALAPVETŐ TUDNIVALÓK

Az antenna feladata, hogy a rádióadó RF energiáját kisugározza, ill. a kisugárzott energiát felvegye és a vevőbe juttassa. A rövidhullámú amatőröknek az antennatechnikával is igen behatóan kell foglalkozniuk, ha arra törekednek, hogy berendezésük minél jobb hatásfokkal működjék; az adók hatásfoka legnagyobb részben az antennától függ. Adóantennák tervezéséhez elkerülhetetlenül szükség van bizonyos elméleti ismeretekre; éppen ezért bevezetéképpen az antennatechnika néhány alapvető fogalmát és összefüggését ismertetjük. Ezek áttanulmányozása után már könnyebben megérthető a későbbiekben leírt, különleges antennák működése, és könnyebb azok helyes alkalmazása.

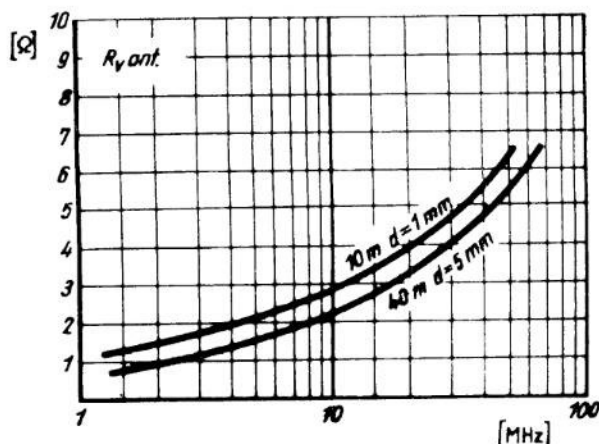
A lehangolt (rezonanciára hangolt) antenna ellenállása több rész-ellenállás összege:

$$R = R_v + R_{be} = R_{v\ ant} + R_{v\ hang} + R_{v\ föld} + R_{be}$$

A rezonanciára hangolt antenna ellenállása kis- vagy nagyértékű hatásos ellenállás; a reaktív (induktív és kapacitív) összetevők ugyanis rezonancia esetén eltűnnek. Az egyes rész-ellenállásokat a következőkben ismertetjük.

$R_v$  az antennakör teljes veszteségi ellenállása, amely maga is több részből áll.

$R_{v\ ant}$  az antenna veszteségi ellenállása. Az antenna kedvező felépítése, nagyfelületű és nagy keresztmetszetű, ill. a bőr-hatás csökkentése érdekében litze-huzalok alkalmazása, kisülési veszteségek, koronajelenség által okozott veszteségek és a tartószerkezetben keletkező örvényáramok által okozott veszteségek kiküszöbölése esetén igen kis értékű lehet. Litze-huzal alkalmazásával kapcsolatban meg kell jegyeznünk, hogy egy bizonyos frekvenciától kezdve semmivel sem előnyösebb a tömör huzalnál. Az antenna veszteségi ellenállása a frek-



348. ábra. Az antenna veszteségi ellenállásának a változása a frekvencia függvényében

venciával együtt nő. A 348. ábrán közölt diagram különböző hosszúságú antennák veszteségi ellenállásának a változását ábrázolja a frekvencia függvényében.

$R_{v \text{ hang}}$  az antennahangoló elemek veszteségi ellenállása. Mint ismeretes, az antenna lehangolására hosszabbító tekercseket, rövidítő kondenzátorokat, Collins-szűrőket használnak. Ha az antenna geometriai méretei olyanok, hogy semmi egyéb hangoló elemre nincs szükség, akkor  $R_{v \text{ hang}} = 0$ . Elméletileg ez a helyzet pl. akkor, ha — figyelembe véve, hogy az elektromágneses hullámok a vezetéken lassabban terjednek, mint a levegőben — a  $\lambda/2$  hullámú dipólus hosszát ebben az összefüggésben

$$l = 0,475 \cdot \lambda_{\text{levegő}}$$

méretűre vesszük. A gyakorlatban soha nem sikerül tökéletes pontossággal megvalósítani a  $\lambda/2$  hosszúságot, és ezért tekercset, ill. kondenzátort építünk be, amellyel az antenna villamos hossza növelhető, ill. csökkenthető. Az antenna elkészítésének legalkalmasabb módja, ha valamivel hosszabbra vesszük a kiszámított értéknél, és rövidítő kondenzátorral hangoljuk rezonanciára; így vehetjük a legjobban figyelembe a környezet hatásaként jelentkező, számítással meg nem határozható tényezőket. Ha az antennával el akarjuk érni a lehető legjobb hatásfokot, akkor mindenképpen be kell építenünk hangolás-helyesbítő elemeket az antennakörbe; ezek azonban csak akkor hatásosak, ha az antenna „áramhasában” foglalnak helyet (pl.  $\lambda/4$ -hullámú antennánál).

Rövidítőkondenzátor veszteségi ellenállása:

$$R_{v \text{ hang}} = \frac{1}{G \omega C},$$

ahol  $1/\omega C$  a kondenzátor reaktanciája és

$G$  a kondenzátor jósága.

A hangoló elemek veszteségi ellenállását nem célszerű elhanyagolni, különösen a tekercsüket nem, mert ezek minősége gyakran nem olyan, mint lennie kellene. Ha pl. az  $f = 3,5$  MHz frekvencián működő adó antennájának a lehangolására  $L = 5 \mu\text{H}$  induktivitású,  $G = 100$  jóságú tekercset használunk, akkor érnek a veszteségi ellenállása:

$$R_{v \text{ hang}} = \frac{\omega L}{G} = \frac{2\pi \cdot 3,5 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-6}}{100} = 1,1 \Omega.$$

$R_{v \text{ föld}}$  az antenna földelésének az ellenállása. Előzetes kiszámítása nagyon bajos, mert egészen a helyi adottságok függvénye. Csökkenthetősége szoros összefüggésben van a talaj vezetőképességével; mindenesetre annál kisebb, minél nagyobb felületű a földelőháló, ill. a földelő vezetékek. A földelési ellenállás értéke földelt  $\lambda/4$ -hosszúságú antennánál a legkritikusabb, mert ezeknél az antenna ún. sugárzási ellenállása is csak  $40 \Omega$  körül van. Minthogy a földelési ellenállás sorbakapcsolódik a sugárzási ellenállással, és a RF áram is átfolyik rajta, az ez által keltett RF feszültségesség az ellenállások arányában csökkenti az antennára jutó RF feszültség értékét. Éppen ezért nagy gondot kell fordítani a földelés jóságára, vagy szimmetrikus antennát kell építeni. A megfelelő tájékoztató értékek táblázatokban találhatóak.

A  $\lambda/2$ -hosszúságú antennák illesztési ellenállása nagy; a földelési ellenállás értéke ennek ellenére ezeknél is szerepet játszik, éppen ezért ugyancsak jó földelésről kell gondoskodnunk.

$R_{be}$  az antenna bemenő ellenállása. Értéke attól függ, milyen az áram- és feszültségeloszlás az antenna mentén. A 349. ábra  $\lambda/4$ -hosszúságú antenna bemenő ellenállásának az alakulását mutatja. Az antenna végén, ahol a feszültség igen nagy, az áram pedig igen kicsi, a bemenő ellenállás *Ohm* törvénye értelmében igen nagy értékű; az antenna talppontjában viszont, ahol — éppen megfordítva — az áram nagy és a feszültség kicsi, a bemenő ellenállás is kis értékű.

Az adó az antennához annak különféle pontjaiban csatlakozhat. A legtöbb, földhöz képest aszimmetrikus antenna talppontjában történik a csatlakozás, már csak azért is, hogy a csatlakozó vezeték a lehető legrövidebb lehessen. Mint-hogy ezeknek az antennáknak a talppontjában a legnagyobb az áramerősség (áramhas!), ilyenkor áramcsatolásról beszélünk. A földhöz képest szimmetrikus antennák áramhása a közepükön van. Feszültségcsatolás esetén viszont az antennának ahhoz a pontjához csatlakozik az adó, amelyikben feszültségmaximum (áramcsomópont) van.

Az antenna talpponti bemenő ellenállása önálló fogalomná vált a rádiótechnikában; a neve: sugárzási ellenállás, a jelölése:  $R_s$ . Ennek a fogalomnak a bevezetését az tette szükségessé, hogy kívánatosnak látszott egy olyan egységes alap kialakítása, amelyre a számításokat és a méréseket vonatkoztathatjuk. Ezt a sugárzási ellenállást úgy tekintjük, mintha az antenna talppontjába (áramhas!) volna beiktatva. Az antenna talppontjában mért  $I_0$  áram folyik tehát keresztül rajta, és ugyanakkora teljesítményt vesz fel, amekkorát az antenna kisugároz a térbe. Ezzel a kisugárzott teljesítményt:

$$P_s = I_0^2 \cdot R_s.$$

A vizsgálatok szerint az alaphullámán gerjesztett  $\lambda/4$ -hosszúságú antenna talpponti ellenállása kerekén  $37 \Omega$ , a  $\lambda/2$ -hosszúságú dipólusé kerekén  $74 \Omega$ . Függőleges antennák sugárzási ellenállása a Rűdenberg-féle egyenlet szerint általában

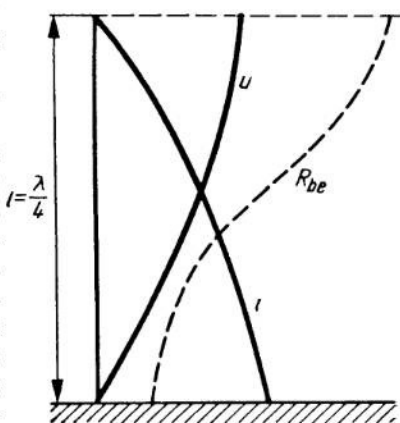
$$R_s = 1579 \left( \frac{h_{eff}}{\lambda} \right)^2,$$

ahol  $\lambda$  a hullámhosszúság m-ben,

$h_{eff}$  az antenna hatásos (effektív) magassága m-ben és

$R_s$  az antenna sugárzási ellenállása  $\Omega$ -ban.

Ez az összefüggés akkor érvényes, ha  $h_{eff}/\lambda < 0,1$ . A sugárzási ellenállás függ az antenna hosszúságától és az ideális vezetőnek tekintett föld fölötti magasságától (ezeket veszi figyelembe a hatásos magasság, amelyről a 10.03 pontban lesz szó részletesebben), és — mint már említettük — jelentős szerepet játszik a környezet hatása is, amely nagymértékben befolyásolhatja a sugárzási ellenállás értékét.



349. ábra. A feszültség, az áram és az impedancia eloszlása a  $\lambda/4$ -hullámú antenna mentén



A sugárzási ellenállás és a  $h_{eff}/\lambda$  viszony közötti általános — a  $h_{eff}/\lambda < 0,1$  megkötéssel nem korlátozott — összefüggést a 350. ábrán közölt diagram szemlélteti.

Számítsuk ki például, mekkora a 4 m hosszú, függőleges antenna sugárzási ellenállása 14 MHz-en (21,4 m). Az antenna hatásos magassága a 10.03 pont szerint

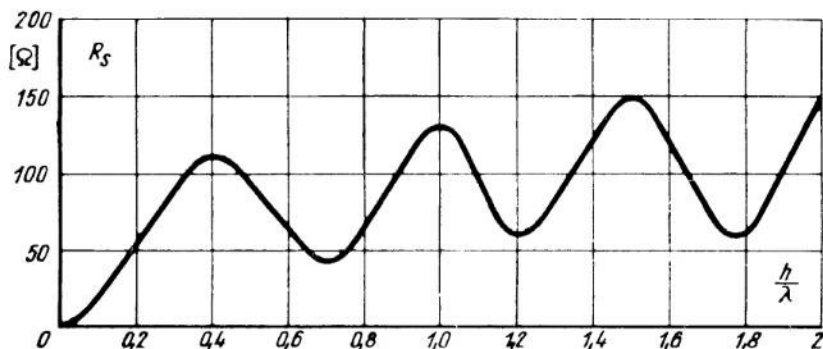
$$h_{eff} = 0,58 h = 0,58 \cdot 4 = 2,32 \text{ m,}$$

így

$$\frac{h_{eff}}{\lambda} = \frac{2,32}{21,4} = 0,108,$$

csak alig nagyobb 0,1-nél, ezért a Rűdenberg-féle egyenlet még használható. A sugárzási ellenállás tehát:

$$R_s = 1579 \cdot 0,108^2 = 18,5 \Omega.$$



350. ábra. Az antenna sugárzási ellenállásának a változása a hullámhossz függvényében

Mint már említettük, a környezet is befolyásolja az antenna tulajdonságait, és ez okozza azt is, hogy az elméletileg kiszámított sugárzási ellenállás a gyakorlatban nem érhető el. Ezt is figyelembe veszi a következő,  $\lambda/2$ -hosszúságú antennákra vonatkozó tapasztalati képlet, amely szerint

$$R = 75 \sqrt{z},$$

ahol  $z$  = a harmonikusok száma.

Mint a Rűdenberg-féle egyenletből kivehető, a sugárzási ellenállás az antenna változatlan hatásos magassága és a hullámhosszúság növekedése esetén rohamosan csökken. Hosszú hullámoknál például, amelyeknél az antenna lehangolásához nagy indukтивitási hosszabbító tekercsre van szükség, előfordulhat, hogy a sugárzási ellenállás kisebb, mint a veszteségi ellenállások: a kisugárzott teljesítmény az antenna-rendszer legpontosabb lehangolása, és az adó és az antenna közötti legmondosabb illesztés ellenére kisebb, mint a veszteségi ellenállásokon hővé alakuló teljesítmény. Az antenna hatásfoka ebben az esetben csak a veszteségi ellenállások csökkentése révén javítható; ez nemcsak egyes esetekre vonatkozik, hanem általánosságban is érvényes. A veszteségi ellenállások csökkenése változatlan értékű sugárzási ellenállás mellett egyébként még azt is eredményezi, hogy az antennaáram változatlan adóteljesítmény esetén is megnő; ezáltal megnő az adás hatótávolsága is, mert a télerősség a vétel helyén az  $I_0 \cdot h_{eff}$  szorzattal arányos.

Az antenna hatásfoka:

$$\eta = \frac{R_s}{R} = \frac{R_s}{R_v + R_s}.$$

A hatásfok ismerete a valóban kisugárzott RF teljesítmény megállapítása szempontjából lényeges, ugyanis az antenna csak az  $R_s$  sugárzási ellenálláson létrejövő teljesítményt sugározza ki, az  $R_v$  veszteségi ellenálláson felhasznált teljesítmény pedig veszendőbe megy.

## 10.02 AZ ANTENNA HULLÁMIMPEDANCIÁJA

Az antenna RF energia szállítására szolgáló vezetéknek tekinthető, amelynek meghatározott értékű, a hossza mentén egyenletesen elosztott induktivitása, kapacitása, veszteségi ellenállása és levezetése (föld felé) van; a vezeték teljes induktivitása, kapacitása stb. a hosszával együtt nő.

Ha egyszerűség kedvéért feltételezzük, hogy a vezeték levezetése és veszteségi ellenállása elhanyagolható, akkor a vezeték helyettesítő képe végtelenül sok, igen kis értékű, sorbakapcsolt induktivitásból és párhuzamosan kapcsolt kapacitásból álló lánc.

A  $Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$  mennyiséget a vezeték hullámimpedanciájának nevezzük. Ha a vezeték — ill. antennát — nem a hullámimpedanciájával egyező értékű impedanciával zárjuk le, akkor helytelen az antennához való illesztés. Helytelen pl. az egyhuzalos antennához (L-antenna, függőleges antenna) való illesztés, mert ezeknek a végéhez nem csatlakozik a hullámimpedanciájukkal egyező értékű impedancia. Az antenna végén — eltekintve attól az esettől, amikor tetőkapacitást alkalmazunk — a terhelés nulla; a hullámok visszaverődnek, és ennek következtében álló hullámok keletkeznek az antennán. Az antenna végén, ahol nem folyik áram, feszültségmaximum (áramcsomópont) képződik; az antenna tehát úgy viselkedik, mintha  $R_{ki} = \infty$  értékű ellenállással volna lezárva. Abban az esetben, ha  $l = \lambda/4$  — az antenna bemenő ellenállása  $R_{be} = 0$ , vagyis az antenna ellenállástranzformátorként hat. A valóságban a rezonanciára hangolt antenna kimenő ellenállása nem  $\infty$ , és ennek megfelelően a bemenő ellenállása sem 0.

Vízszintes antenna hullámimpedanciája — abban az esetben, ha az antenna vízszintes része hosszabb, mint a csatlakozóvezeték —

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = 60 \cdot \ln \left( \frac{2h}{r} \right),$$

ahol  $h$  = az antenna Föld feletti magassága és

$r$  = az antennahuzal sugara, mindkettő ugyanabban a mértékegységben kifejezve.

Függőleges antenna hullámimpedanciája:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = 60 \cdot \ln \left( \frac{2h_{eff}}{r} \right),$$

ahol  $h_{eff}$  az antenna hatásos magassága és

$r$  az antennahuzal sugara, mindkettő ugyanabban a mértékegységben kifejezve.

Mint ezekből az összefüggésekből látható, az antenna hullámimpedanciája annál kisebb, minél nagyobb átmérőjű huzalból készítettük. Ez egyébként közvetlenül is belátható, ha figyelembe vesszük, hogy a nagyobb átmérőjű huzalból készült antenna kapacitása nagyobb, ezenkívül pedig még az induktivitása is csökken, mert — mint már említettük — pl. a  $\lambda/4$ -hullámú antenna soros rezgőkörrel egyenértékű, amely nagyobb kapacitás esetén csak akkor lehet változatlan frekvencián rezonanciában, ha az induktivitását csökkentjük; a csökkenő induktivitás és a növekvő kapacitás eredménye pedig a hullámimpedancia csökkenése. (A  $\lambda/4$ -hullámú antenna helyettesítő képe a 351. ábrán látható.)

A hullámimpedancia ismeretében kiszámítható az antenna csillapítási tényezője:

$$a = \frac{R_s}{Z_o}$$

351. ábra.  $\lambda/4$ -hullámú sugárzó helyettesítő kapcsolása

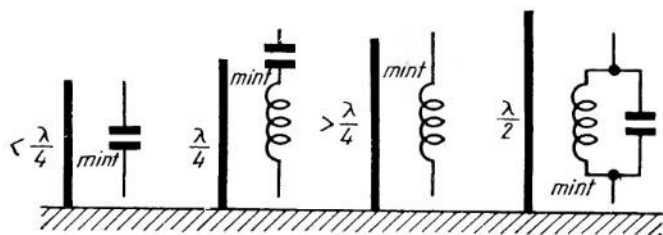
Az antenna csillapítása tehát annál nagyobb, minél kisebb a hullámimpedancia, illetőleg — az előző bekezdésben mondottakat figyelembe véve — minél nagyobb az antennavezető átmérője. Minthogy a csillapítás növekedése a rezonanciagörbe ellaposodását eredményezi, az URH rádiózásban nagy átmérőjű vezetőlél készült antennákat használnak szélessávú antennaként.

Az antenna végén kialakuló feszültségmaximum értéke ugyancsak összefüggésben van az antenna hullámimpedanciájával:

$$U_v = I_o \cdot Z_o,$$

vagyis annál nagyobb, minél nagyobb a talpponti áram, és minél nagyobb az antenna hullámimpedanciája. Ha pl. a talpponti áram  $I_o = 1,5$  A, a hullámimpedancia pedig  $Z_o = 500 \Omega$ , akkor a feszültség az antenna végén:

$$U_v = 1,5 \cdot 500 = 750 \text{ V.}$$



352. ábra. Különböző hosszúságú antennák helyettesítő kapcsolása

Mint hogy az antenna hasznos teljesítménye a talpponti áramerősség négyzetével arányos, ennek a csökkentése nem célszerű; az antenna végén kialakuló feszültség tehát gyakorlatilag az antenna hullámimpedanciájának a csökkentésével tehető kisebbé. A 352. ábra  $\lambda/4$ -hullámnál rövidebb,  $\lambda/4$ -hullámú,  $\lambda/4$ -hullámnál hosszabb és  $\lambda/2$ -hullámú antennákat tünteti fel. A feszültség és az áram értéke — az antenna hosszának és az alaphullám hosszúságának a viszonyától függően — az antenna minden helyén más és más. Mint már említettük, az antenna végén rendszerint feszültségmaximum van, tehát álló hullámok keletkeznek. A 352. ábra megadja, hogy milyen kapcsolási elemként viselkednek a különböző hosszúságú antennák.

Vannak haladó hullámú antennák is; ezeket a hullámimpedanciájukkal egyező értékű határos ellenállással kell lezárni, a hullámok ebben az esetben nem verődnek vissza az antenna végétől. Ilyen elven működik pl. a kereskedelmi rádiózásban gyakran alkalmazott rombusz-antenna.

### 10.03 AZ ANTENNA HATÁSOS MAGASSÁGA

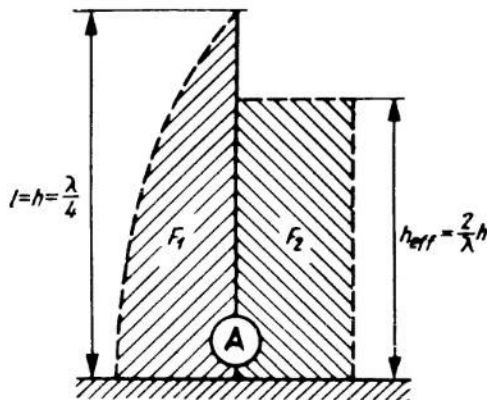
A szakirodalomban gyakran találkozunk az antenna hatásos (effektív) magasságának a fogalmával. Szerepel pl. azokban a kifejezésekben is, amelyek megadják a térerősséget a vétel helyén. Így a  $h$  magasságú, földelt antenna térerőssége abban az esetben, ha  $h = \lambda/4$ :

$$E = \frac{120 \pi \cdot I_o \cdot h_{eff}}{r \cdot \lambda},$$

ahol  $E$  a térerősség mV/m-ben,  
 $I_o$  a talpponti áramerősség (árammaximum) A-ben,  
 $h_{eff}$  az antenna hatásos magassága m-ben,  
 $r$  az adó és a vevő közötti távolság m-ben,  
 $\lambda$  a hullámhosszúság m-ben.

A  $\lambda/2$ -hullámú, szabad térben elhelyezett dipólus térerőssége:

$$E = \frac{60 \pi \cdot I_o \cdot h_{eff}}{r \cdot \lambda}$$



353. ábra. Az antenna hatásos (effektív) magassága

A jelölések értelme ugyanaz, mint előbb. Mint látható, a térerősség a vétel helyén arányos a talpponti árammal és az antenna hatásos magasságával. A megadott összefüggések az abszorpciót és az elektromágneses rezgések más tényezők által okozott veszteségeit nem veszik figyelembe, és az antennától a hullámhosszúhoz képest nagy távolságban érvényesek.

A 353. ábra bal oldala ismét feltünteti az áram eloszlását a  $\lambda/4$ -hullámú antenna mentén. A rajzból nyilvánvaló, hogy a talpponti áramerősség a térerősség számításakor nem szorozható meg az antenna teljes hosszúságával úgy, mintha az egész antennán ekkora áram folyna át, hanem csak egy akkora, csökkentett magassággal szoroz-

ható meg, hogy az  $I_0 h_{\text{eff}}$  szorzatot ábrázoló  $F_2$  felület ugyanakkora legyen, mint a valóságos áramértékek és a diagram tengelyével egybeeső antenna által bezárt  $F_1$  felület. Ezt a redukált magasságot nevezzük az antenna hatásos vagy effektív magasságának, amely tehát nem egyezik az antenna geometriai magasságával, hanem annál mindig kisebb; értéke az áramnak az antenna mentén történő eloszlása alapján határozható meg. Ekkora volna annak az antennának a tényleges magassága, amelyiknek a sugárzása megegyezik az előző antennával, azonban teljes hosszúságában a talpponti áram folynék át rajta. A különféle alakú, nem egyenletes árameloszlású antennák hatásosságát úgy hasonlítjuk össze, hogy mindegyiket egy olyan képzeletbeli függőleges antennával helyettesítjük, amelyiknek a teljes hosszúságán az  $I_0$  talpponti áram folyik át.

Gyakran felmerül az a kívánság, hogy meglevő antenna hatótávolságát kell megnövelni. Ennek két módja van: vagy az antennaáramot, vagy az antenna hatásos magasságát kell nagyobbá tenni. Az antenna hatásos magasságának a növelése ismét kétféleképpen oldható meg. Az egyik lehetőség az, hogy megnöveljük az antenna tényleges magasságát. A másik lehetőség az, hogy az antenna hatásfokát az antenna áramfelületének a növelésével javítjuk, a hatásos magasság ugyanis az áramfelülettel arányos. Az áramfelület növelését azáltal érjük el, hogy az antenna végére lemezből, huzalból stb. készített ún. tető-kapacitást helyezünk, amellyel elérhető, hogy az antenna hatásos magassága nagyjából egyenlő lesz a tényleges magasságával. Ha tető-kapacitást alkalmazunk, akkor ugyanazon a frekvencián kisebb induktivitásra (antennahosszabbító tekercsre) van szükség, ami pedig azért előnyös, mert az antennahosszabbító tekercsen általában nagy az RF feszültség, így csökkentésével a tekercsvesztés is csökken, ami pedig, különösen nagyobb teljesítményű adóknál, elég tetemes lehet.

Különböző antennák hatásos magassága megközelítően a következő összefüggésekből számítható:

$\lambda/4$ -hullámú antenna hatásos magassága:

$$h_{\text{eff}} = \frac{2}{\pi} \cdot h = 0,636 h.$$

Hosszabbító-tekercses függőleges antenna hatásos magassága:

$$h_{\text{eff}} = 0,58 h.$$

Rövidítő-kondenzátoros függőleges antenna hatásos magassága:

$$h_{\text{eff}} = 0,76 h.$$

L- vagy T-antenna hatásos magassága, ha a vízszintes rész elég hosszú, kb. a függőleges rész ötszöröse és  $h \ll \frac{\lambda}{4}$

$$h_{\text{eff}} \approx h.$$

Más, különleges antennák hatásos magasságát mérés, vagy pontos számítás útján határozhatjuk meg.

Látható, hogy viszonylag a hosszabbító-tekercses antenna vesztesége a legnagyobb, tekintetbe véve azt, hogy a sugárzási ellenállás a hatásos magasság négyzetével arányos.

Példaképpen számítsuk ki, mekkora a térerősség az adótól 50 km távolságban, ha 80 méteres hullámon  $\lambda/4$ -hullámú antennát használunk, a talpponti áram pedig 1 A:

$$E = \frac{120 \pi \cdot 1 \cdot 0,636 \cdot 20}{50\,000 \cdot 80} = 1,2 \text{ mV/m.}$$

## 10.04 AZ ANTENNA INDUKTIVITÁSÁNAK ÉS KAPACITÁSÁNAK A MEGÁLLAPÍTÁSA

Az antenna 1 m hosszú darabjának a Földhöz képest sztatikus kapacitása:

$$C'_{\text{sztat}} = \frac{111}{2 \cdot \ln\left(\frac{2 h_{\text{eff}}}{r}\right)} \text{ pF/m,}$$

sztatikus inductivitása pedig:

$$L'_{\text{sztat}} = 0,2 \cdot \ln\left(\frac{2 h_{\text{eff}}}{r}\right) \text{ } \mu\text{H/m,}$$

ahol  $h_{\text{eff}}$  az antenna hatásos magassága és  
 $r$  az antennavezető sugara,

mind a kettő ugyanabban a mértékegységben kifejezve. Az így kiszámított értékeket az antennavezető hosszúságával megszorozva, megkapjuk az antenna teljes kapacitását, ill. inductivitását. A rezonanciára hangolt antenna kapacitása, ill. inductivitása az ún. dinamikus értékre csökken, amely:

$$C'_{\text{din}} = \frac{2}{\pi} \cdot C'_{\text{sztat}},$$

illetőleg

$$L'_{\text{din}} = \frac{2}{\pi} \cdot L'_{\text{sztat}}.$$

Az antenna saját frekvenciája ezekkel az értékekkel könnyen kiszámítható.

Példaképpen vizsgáljunk meg egy 2,5 m hosszú, függőleges antennát, amely 2 cm átmérőjű csőből készült.

Az antenna hatásos magassága:

$$h_{\text{eff}} = 0,636 h = 0,636 \cdot 2,5 = 1,59 \text{ m.}$$

Az antenna sztatikus kapacitása méterenként:

$$C'_{\text{sztat}} = \frac{111}{2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 159}{1}\right)} = 9,6 \text{ pF/m,}$$

dinamikus kapacitása:

$$C'_{din} = \frac{2}{\pi} \cdot C'_{sztat} = 0,636 \cdot 9,6 = 6,1 \text{ pF},$$

teljes dinamikus kapacitása pedig:

$$C_{din} = h \cdot C'_{din} = 2,5 \cdot 6,1 = 15,2 \text{ pF}.$$

Az antenna sztatikus inductivitása méterenként:

$$L'_{sztat} = 0,2 \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot 159}{1}\right) = 1,16 \text{ } \mu\text{H/m},$$

dinamikus inductivitása:

$$L'_{din} = \frac{2}{\pi} \cdot L'_{sztat} = 0,636 \cdot 1,16 = 0,738 \text{ } \mu\text{H/m},$$

teljes dinamikus inductivitása pedig:

$$L_{din} = h \cdot L'_{din} = 2,5 \cdot 0,738 = 1,842 \text{ } \mu\text{H}.$$

Ezek segítségével kiszámítható az antenna saját hullámhosszúsága:

$$\lambda_o = \frac{c}{f_o} = 2\pi \cdot c \cdot \sqrt{LC} = 2\pi \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1,842 \cdot 10^{-6} \cdot 15,2 \cdot 10^{-12}} \approx 10 \text{ m},$$

ahol  $c = 3 \cdot 10^8$  m/sec = az elektromágneses hullámok terjedési sebessége.

## 10.05 AZ ANTENNA RÖVIDÍTÉSE ÉS HOSSZABBÍTÁSA

Abban az esetben, ha az antenna  $\lambda/4$ -hullámnál valamivel rövidebb vagy hosszabb, hosszabbító-tekerccs vagy rövidítő-kondenzátor beiktatásával hangolhatjuk az üzemi frekvenciára.

A hosszabbító-tekerccs szükséges inductivitása:

$$L_h = \frac{\lambda}{1886} \cdot Z_o \cdot \text{ctg}\left(\frac{360^\circ}{\lambda} \cdot h\right) [\mu\text{H}],$$

a rövidítő-kondenzátor szükséges kapacitása pedig:

$$C_r = \frac{530 \cdot \lambda}{Z_o \cdot \text{ctg}\left(\frac{360^\circ}{\lambda} \cdot h\right)} [\text{pF}],$$

ahol  $\lambda$  a hullámhosszúság m-ben,

$h$  az antenna magassága m-ben és

$Z_o$  az antenna hullámimpedanciája  $\Omega$ -ban.

Példaképpen számítsuk ki, mekkora inductivitású hosszabbító-tekerccsel hozható rezonanciába 20 méteren az előbbi példában szereplő, 2,5 m magas, függőleges antenna.



Az antenna hullámimpedanciája:

$$Z_o = 60 \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot h_{eff}}{r} \right) = 60 \cdot \ln \left( \frac{2 \cdot 159}{1} \right) = 345 \Omega,$$

$$\operatorname{ctg} \left( \frac{360^\circ}{\lambda} \cdot h \right) = \operatorname{ctg} \left( \frac{360^\circ}{20} \cdot 2,5 \right) = \operatorname{ctg} 45^\circ = 1,$$

a hosszabbító-tekercs szükséges inductivitása pedig:

$$L_h = \frac{20}{1886} \cdot 345 \cdot 1 = 3,66 \mu\text{H}.$$

## 10.06 TÁPVONALAK

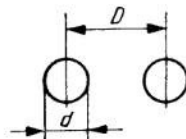
Ha az antenna nem csatlakoztatható közvetlenül az adóhoz, akkor a kettőt hangolatlan vagy hangolt tápvonallal kell összekötni.

### 10.061 Hangolatlan tápvonalak

Mint már említettük, minden vezetéknek meghatározott értékű hullámimpedanciája van. Ha a vezetéket a hullámimpedanciájával egyező értékű hatásos ellenállással zárjuk le, akkor — mint tudjuk — a vezetéken továbbított energia teljes egészében felemésződik a lezáró ellenálláson. Visszaverődés nincs, tehát álló hullámok nem alakulnak ki, hanem csak haladók. Ezt az üzemi állapotot nevezzük illesztettnek. Az illesztett vezeték hosszúsága független a hullámhosszúságtól.

A kéthuzalos tápvonal (kettősvezeték).

Keresztmetszete a 354. ábrán látható. Ezt a vezetékfajtaát gyakran alkalmazzák tápvonalként, főképpen dipólusok táplálására. Induktivitása:



354. ábra. Kéthuzalos tápvonal

$$L_{[H]} = l \cdot \frac{u_o u_r}{\pi} \cdot \ln \frac{2D}{d},$$

kapacitása pedig:

$$C_{[F]} = l \cdot \frac{\pi \cdot \epsilon_o \epsilon_r}{\ln \frac{2D}{d}},$$

ahol  $l$  a vezeték hosszúsága m-ben,

$\mu_o$  a vákuum permeabilitása Vs/Am-ben,

$\mu_r$  a vezeték két ága közötti szigetelőanyag relatív permeabilitása,

$D$  a két huzal geometriai tengelye közötti távolság és

$d$  a huzal átmérője, mindkettő ugyanabban a mértékegységben kifejezve,

$\epsilon_o$  a vákuum dielektromos állandója As/Vm-ben,

$\epsilon_r$  a vezeték két ága közötti szigetelőanyag relatív dielektromos állandója.

A vezeték hullámimpedanciája:

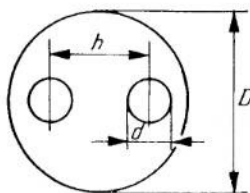
$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = 120 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{2D}{d} = 276 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \lg \frac{2D}{d}.$$

Ha a szigetelőanyag levegő, akkor

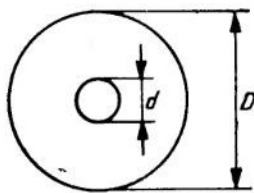
$$Z_o = 120 \cdot \ln \frac{2D}{d} = 276 \cdot \lg \frac{2D}{d}.$$

A legegyszerűbb és legkedveltebb kettősvezeték a gumiszigetelésű, sodrott litze-huzal, ha a hullámimpedanciája:

$$Z_o \approx 75 \Omega.$$



355. ábra. Árnyékolt kettősvezeték

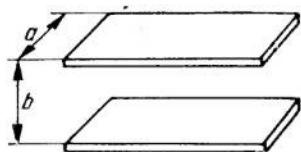


356. ábra. Koaxiális kábel

Az árnyékolt kettősvezeték (355. ábra) hullámimpedanciája:

$$Z_o = 120 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \ln \left[ \frac{2h}{d} \left( \frac{D^2 - h^2}{D^2 + h^2} \right) \right] = 276 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \lg \left[ \frac{2h}{d} \left( \frac{D^2 - h^2}{D^2 + h^2} \right) \right].$$

Koaxiális kábel (356. ábra) induktivitása:



357. ábra. Szalagkábel

kapacitása:

$$L_{[H]} = l \cdot \frac{\mu_o \mu_r}{2\pi} \cdot \ln \frac{D}{d},$$

$$C_{[F]} = l \cdot \frac{2\pi \epsilon_o \epsilon_r}{\ln \frac{D}{d}},$$

hullámimpedanciája pedig:

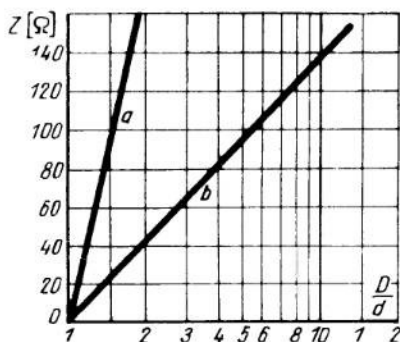
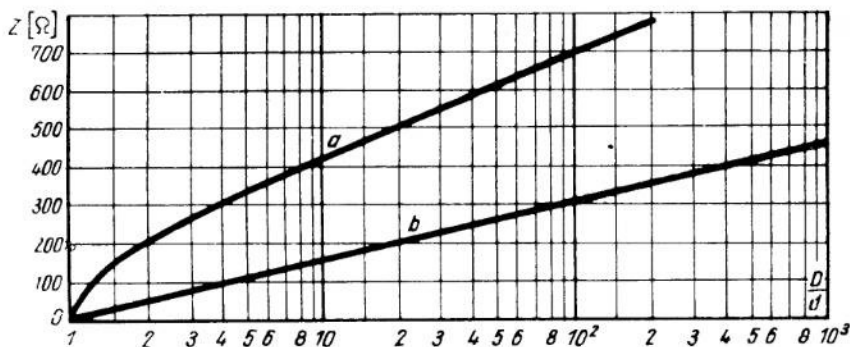
$$Z_o = 60 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{D}{d} = 138 \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \lg \frac{D}{d} [\Omega]$$

Szalagkábel (357. ábra) hullámimpedanciája:

$$Z_o = 120 \pi \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \frac{b}{a} [\Omega].$$

A 358. ábrán közölt diagramból kiolvasható a kettős vezetékek és koaxiális kábelek hullámimpedanciája ( $a$ : kettősvezeték;  $b$ : koaxiális kábel).

Az egyhuzalos tápvonal.



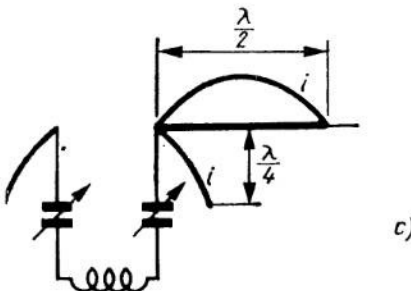
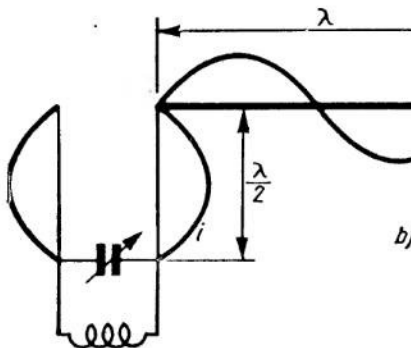
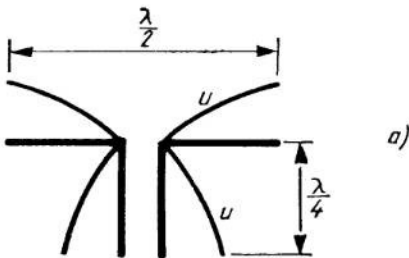
358. ábra. Tápvonalak hullámimpedanciájának a meghatározására szolgáló diagram

Az antenna hullámimpedanciája, mint ismeretes, határozott véges értékű. Ezt a tulajdonságát hasznosíthatjuk az egyhuzalos tápvonal alkalmazásával. Az egyhuzalos tápvonal az adó kimenő-kapcsa és az antenna között kifeszített egyszerű huzalból áll. Ez az egyetlen huzal vezeti az RF energiát az adótól az antennához; a visszavezetés az antenna és a föld közötti kapacitáson és a földön keresztül történik. Az egyhuzalos tápvonal rendkívül egyszerűen építhető meg. Az antennát úgy kell illeszteni a tápvonalhoz, hogy bemenő ellenállása annak a hullámimpedanciájával legyen egyenlő. Ha ezt a feltételt teljesítjük, akkor a tápvonal tetszés szerinti hosszúságú lehet; bizonyos mértékű sugárzás azonban nem kerülhető el. Hatásfoka megfelelő illesztés esetén nagyjából ugyanolyan, mint a kéthuzalos tápvonalé. Minthogy az egyhuzalos tápvonal hullámimpedanciája viszonylag nagyértékű, rendkívül érzékeny a párhuzamos kapacitásokra. Az egyhuzalos tápvonallal táplált antennafajták közül legismertebb a *Windom*-antenna.

Sajnos, a hangolatlan tápvonallal táplált antennák általában nem használhatók több hullámsávon. Ha egyetlen antennával több amatőrsávon is kívánunk dolgozni, akkor előnyben kell részesítenünk a hangolt tápvonalakat; ezeknek viszont az a hátrányuk, hogy a tápvonal hosszúságának megfelelő arányban kell állnia a hullámhosszával.

## 10.062 Hangolt tápvonalak

A hangolt tápvonalak közül általában a kettős vezetékeket alkalmazzák; legelterjedtebb a két párhuzamos vezetőszálból álló *Lecher*-vezeték. Az egyik vezetékszál az RF energia oda-, a másik a visszavezetésére szolgál.



359. ábra. Hangolt tápvonalak

Ha a tápvonal szimmetrikus antennarendszerhez csatlakozik, a sugárzási veszteségek még akkor is rendkívül kicsik, ha az illesztés nem tökéletes. A kétvezetős hangolt tápvonalak hosszúsága legalább  $\lambda/4$ , vagy annak egészszámszoros többszöröse. Ha ezt az alapfeltételt teljesítjük, akkor minden esetben biztosítható álló hullámok kialakítása. Az illesztés akkor a legpontosabb, ha eleve az előírt hullámhosszáknak megfelelő hosszúságú tápvonalat vezetünk az adótól az antennához (359. ábra).

Illesztés céljából — mint arról a fizikai alapelveket ismertető részben már megemlékeztünk — gyakran  $\lambda/4$ -hullámú vezetéket alkalmaznak (360. ábra). A  $\lambda/4$ -hullámú vezeték, amelynek a vége nyitott, rövidzárként hat (bemenő ellenállása nulla), vagyis olyan, mint a veszteségmentes soros hangolt kör. A végén rövidrezárt  $\lambda/4$ -hullámú vezeték bemenő ellenállása ezzel szemben rendkívül nagy; a bemenő végéhez csatlakozó berendezés szempontjából olyan, mintha semmi sem volna a helyére kapcsolva, illetőleg mintha veszteségmentes párhuzamos rezgőkör volna. Ha a  $\lambda/4$ -hullámú vezetéket hullámimpedanciájához képest nagyértékű ellenállással zárjuk le, akkor bemenő ellenállása rendkívül kicsi; ha viszont hullámimpedanciájához képest kisértékű ellenállással zárjuk le, akkor igen nagy bemenő ellenállás. Ha a  $\lambda/4$ -hullámú vezeték végéhez induktivitás csatlakozik, akkor — a fázisforgatás következtében — kapacitásként, ha viszont kapacitással zárjuk le, akkor induktivitásként hat.

Az antennatechnika jó hasznát veszi annak a jelenségnek, hogy a  $\lambda/4$ -hullámú vezeték a kis ellenállást nagy értékűvé, a nagy ellenállást pedig kis értékűvé alakítja át. Ez a tulajdonsága lehetővé teszi, hogy a  $\lambda/4$ -hullámú vezetéket ellenállástranszformátorként illesztésre használjuk. A „nagy” és „kis” ellenállás minden esetben az illesztendő ellenállások közé iktatott vezetékdarab hullámimpedanciájához viszonyított értéket jelenti. A közbeiktatott vezetékdarab hullámimpedanciájának tehát az illesztendő

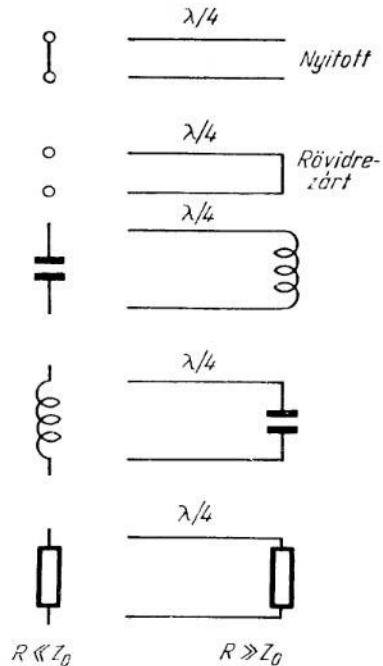
360. ábra.  $\lambda/4$ -hullám tápvonal helyettesítő kapcsolásai

ellenállásértékek közötti nagyságúnak kell lennie, pontosabban az illesztendő ellenállásértékek mértani középárayosával egyenlőnek kell lennie, vagyis

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

A  $\lambda/4$ -hullámú vezetékkel történő illesztés tulajdonképpen csak akkor helyes, ha az illesztő vezetékdarab hosszúsága valóban a hullámhosszúság negyedrésze; az ilyen ellenállás-transzformáció tehát csak egyetlen frekvencián kifogástalan. A valóságban az eltérés nem olyan nagy, hogy egy bizonyos szélességű hullámsávra ne volna alkalmazható.

Mint látjuk, hangolt tápvonal segítségével a kedvelt rövidhullámú antennatípusok legtöbbször könnyen és elegánsan csatlakoztatható az adóhoz.

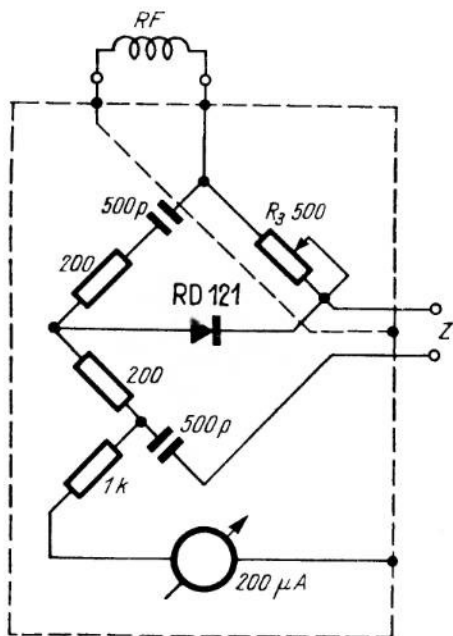


## 10.07 AZ ANTENNA BEMENŐ ELLENÁLLÁSÁNAK MÉRÉSE

A lehangolt antennaberendezés bemenő ellenállását RF ellenállásmérő-híd segítségével határozhatjuk meg. Ezt a mérőhidat W. Scherer, W 2 AEF fejlesztette ki, és „antennascope” néven ismeretes. Kapcsolása a 361. ábrán látható. A hidágakban hatásos ellenállásokat alkalmazunk, ennek következtében csak hatásos ellenállás mérésére alkalmas. A bemenő ellenállás mérését tehát megfelelő frekvencián kell végezni, mert az antenna bemenő ellenállása csak rezonancia esetén rezisztív. A hidat árnyékolni kell; az árnyékolást azonban szimmetrikus antennán (dipól stb.) végzett mérés alkalmával nem szabad földelni. A lehangolt antennát (és esetleg a földet) a Z jelű hüvelypárhoz csatlakoztatjuk, majd a műszert az  $R_3$  jelű ellenállás változtatásával 0-ra állítjuk. A hidat ezzel kiegyenlítettük. Az  $R_3$  ellenállás tengelyéhez mutató csatlakozik, amely a skálán közvetlenül az ellenállás értékét mutatja. Ha az adott frekvencián nem sikerül pontos minimumot beállítanunk, akkor a frekvenciát mindaddig változtatjuk, amíg az  $R_3$  ellenállással a műszeren kifogástalan minimumot nem tudunk beállítani. Minthogy hangolt antennáról van szó, az oszcillátorfrekvencia egyúttal a hosszabbítás vagy rövidítés nélküli antennarendszer rezonanciafrekvenciáját (ön-hullámát) is meghatározza. A mérőhíddal rezonanciára hangolt szimmetrikus antennák (dipólok) és aszimmetrikus antennák bemenő ellenállása egyaránt meghatározható.

Az antenna rezonanciafrekvenciájának a meghatározására jól használható a közismert a—p frekvenciamérő is; az a—p frekvenciamérő tekercsét csatlakoztatásba kell hozni az

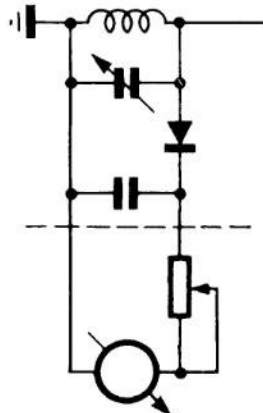
antennával, majd a készülék műszerét minimumra állítva (rezonancia esetén az antenna energiát von el a körből), meghatározhatjuk az antenna rezonanciafrekvenciáját.



361. ábra. Antennascope

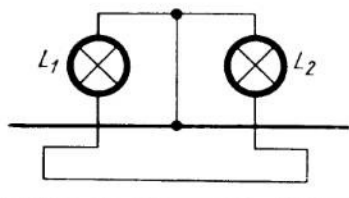
### Térorösségmérés

A 362. ábra egyszerű térorösségmérő kapcsolását mutatja. A szaggatott vonal azt fejezi ki, hogy a jelző rész a hangolt kört és a diódát tartalmazó résztől elkülönítve is elhelyezhető. A készülékkel a következő méréseket végezhetjük:



362. ábra. Térorösség-indikátor kapcsolása

- Maximális kisugárzás mérése.** A készüléket a kívánt sugárzási irányban, az antennától néhány hullámhosszányira kell felállítani. Különböző hangolási állapotokban végzett mérések segítségével megállapítható a legerősebb sugárzás.
- Sugárzási diagram felvétele.** Vagy az antennát kell körbeforgatnunk, vagy a készülékkel kell körbemennünk az antenna körül. A készülék kézben hordozható vagy járművön is szállítható. A mért értékeket polárkoordináta-rendszerben feltüntetve kapjuk a sugárzási diagramot.
- Az irányítás jóságának a meghatározása.** Ezen azt a viszonyszámot értjük, amely megmutatja, hogy a főirányban történő sugárzás erőssége hányszorosa a hátrafelé sugárzás erősségének.



Tápvonal Csatlós  
363. ábra. Állóhullámok kimutatására szolgáló berendezés

### Állóhullámok kimutatása

A hangolatlan tápvonalon nem szabad állóhullámoknak keletkezniük. Ez ellenőrizhető a 363. ábrán látható berendezés segítségével. A lámpák áramfelvételét természetesen az adóteljesítménynek megfelelően kell megállapítanunk (0,05–0,5 A). A berendezést a tápvonal két vezetéke között kell elhelyezni, és

egyszerűen csatlakoztatni az egyik vezetőhöz. Ha mind a két lámpa kb. egyenlő erősen ég, akkor az illesztés rossz. Ha a két lámpa fényereje között nagyobb különbség észlelhető, akkor az annak a jele, hogy a tápvonal illesztése többé-kevésbé helyes (lásd 10.122 pont végét).

### Antennaáram mérése

Az antennaáram abszolút értékének a mérésére termokeresztes műszerre volna szükség; ez azonban nagyon drága, és túlterhelésre rendkívül érzékeny. Relatív antennaáramerősség-mérés végezhető a 364. ábrán bemutatott áramváltó segítségével. Minthogy gyűrűalakú RF vasmag nem mindig áll rendelkezésre, amatőr-célokra közönséges RF vasmag is használható. A berendezés annál kevésbé függ a frekvenciától, minél kisebb ellenállású a transzformátor szekunder oldala. A kondenzátor segítségével bizonyos mértékű frekvencialinearizálás érhető el.

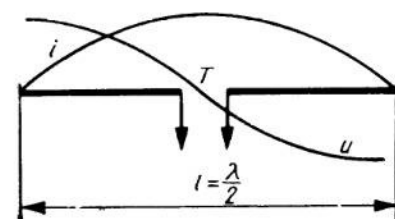
A demodulátornak olyan száraz egyenirányítónak kell lennie, amely még ezeken a frekvenciákon is használható. Legmegfelelőbb a germánium-dióda (pl. OA 1160).

Meg kell jegyeznünk, hogy az antennatechnika a rádiótechnika egyik legbonyolultabb területe; kézikönyvünk keretében csak röviden ismertethetjük az egyes fogalmakat.

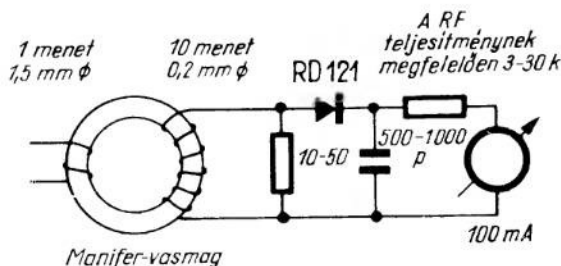
Az alapvető fogalmak után a most következő részben rátérünk a speciális antennatípusok ismertetésére.

10.08 A DIPÓL-ANTENNA

Röviden dipólnak vagy dipólusnak is nevezzük. Az egyik legrégebben ismert antennatípus, már Heinrich Hertz is használta elektromágneses hullámokkal végzett kísérletei közben; éppen ezért Hertz-féle dipólnak is nevezik. Elméleti hosszúsága rezonancia esetén a hullámhosszúság fele ( $\lambda/2$ ). Minthogy a dipól igen sok változata ismeretes, és a legtöbb antennatípus alapja, a most következő részben részletesebben foglalkozunk vele.



365. ábra. A feszültség és az áram eloszlása a  $\lambda/2$ -hullámú dipól mentén

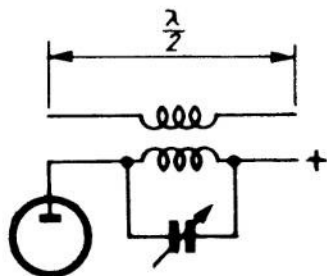


364. ábra. Áramváltóhoz csatlakozó antennaárammérő berendezés kapcsolása

A 365. ábra mutatja az áram és feszültség eloszlását a  $\lambda/2$  hosszúságú dipól mentén. Az antenna végén nem folyhat áram, az elektronok összetorlódnak és a feszültség megnő. A dipól végén — és általában minden antenna végén — feszültségmaximum (feszültség-has) és áramminimum (áram-csomópont) alakul ki. A dipól közepén ép-



pen fordított a helyzet: a feszültség értéke nulla (feszültségcsomópont), az áram pedig maximális értékű (áramhas). Az áram és a feszültség eloszlása nem lineáris, hanem sinus-, illetőleg cosinus-függvény szerint változik. A  $\lambda/2$  hosszúságú dipól ellenállása a  $T$  táplálási pontban kb.  $73 \Omega$  (pontos értéke a felhasznált antennahuzal átmérőjétől függ); ezt az értéket talpponti ellenállásnak is nevezik. A talpponti ellenállás rezonancia esetén — és számunkra csak ennek az esetnek van jelentősége — tiszta hatásos ellenállás. Ezek a megállapítások szigorúan véve csak az ideális, vagyis a térben szabadon, a Föld felületétől, háztetőktől, ereszeketől stb. távol lebegő, rendkívül vékony huzalból készült antennára érvényesek.



366. ábra. Áramtáplálású dipól

Ha az RF energia betáplálása az antenna közepén, az áramhasban történik, akkor középen táplált antennáról vagy áram-táplálású antennáról beszélünk. Az energia betáplálása az antenna végén, vagyis a feszültséghasban is történhet; az antennát ebben az esetben végén tápláltnak, vagy feszültségtáplálásúnak nevezzük. A betáplálásnak erről a módjáról később még részletesen megemlékezünk.

A dipól elméletileg csak egyetlen frekvencián működik kifogástalanul, és pedig azon, amelyikre méretezték. Az amatőr-gyakorlatban azonban csak jelentéktelen hibát okoz, ha az antennát az amatőrsáv közepére hangoljuk, és az üzemi frekvenciát a sávon belül változtatjuk.

Mint ismeretes, az RF rezgések terjedési sebessége vezetéken nem ugyanolyan értékű, mint szabad térben, ezen kívül az antenna környezetét is figyelembe kell vennünk; éppen ezért a huzal hosszúságának valamivel kisebbnek kell lennie a hullámhosszúság felénél. Az antenna megfelelő hosszúságát kielégítő pontossággal adja meg a következő összefüggés:

$$l_{[m]} = \frac{142000}{f_{[kHz]}}$$

Számítsuk ki például, milyen hosszúnak kell lennie a 21 MHz-s sávban használt  $\lambda/2$ -hullámú dipólnak:

$$l = \frac{142000}{21225} = 6,69 \text{ m.}$$

Azt már korábban megállapítottuk, hogy a dipólnak áramtáplálásúnak kell lennie. Kapcsolását a 366. ábra mutatja. A dipól közepén, az áramhasban vastag huzalból készült 2—3 menetes tekercset helyezünk el, amelyet induktíve csatolunk az anódköri rezgőkör hideg végéhez.

## 10.09 A FUCHS-ANTENNA

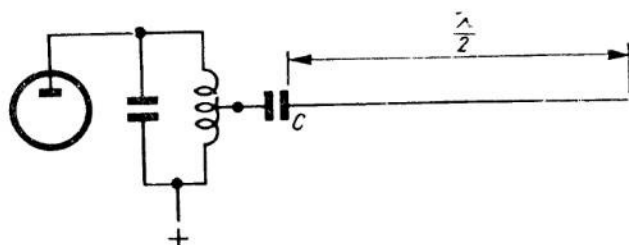
Ezt a feszültségtáplálású antennatípust Fuchs osztrák amatőrrel neveztek el. Egyszerűsége miatt igen sok amatőrállomásban alkalmazzák.

Az antennát feszültséghasban — vagyis a végén — kell táplálni. Kapcsolását a 367. ábra mutatja. A csatolás egy közbenső kör, az úgynevezett „Fuchs-kör” révén történik.

Méretezésénél nem szabad figyelmen kívül hagynunk, hogy már kisteljesítményű adó esetén is néhány A erősségű áram folyik a körben.

Az antenna hosszúságát ( $l = 0,475 \lambda$ ) a közbenső körtől kell számítani. A Fuchs-kör L/C viszonya lehetőleg nagy legyen (vagyis nagy legyen az induktivitása és kicsi a kapacitása). A közbenső kört ismét az anódköri rezgőkör hideg végéhez kell csatolni. Ügyeljünk arra, hogy az antenna a közbenső körnek az adótól távolabb eső végéhez csatlakozzék, és hogy a rezgőkörnek ezen az oldalán legyen a forgókondenzátor kisebb tömegű fémből álló fegyverzete.

A feszültségtáplálású antennát a 368. ábrának megfelelően nagy átütési szilárdságú kondenzátor közvetítésével közvetlenül az anód-rezgőkör tekercsének a megcsapolásához is csatlakoztathatjuk; minthogy azonban ennél a csatolási módnál az antenna a végfokozatban megjelenő valamennyi harmónikus kisugározza, ami rádió- és TV-vételi zavarok szempontjából rendkívül hátrányos, állandó üzemben ez a csatolási mód nem ajánlható.



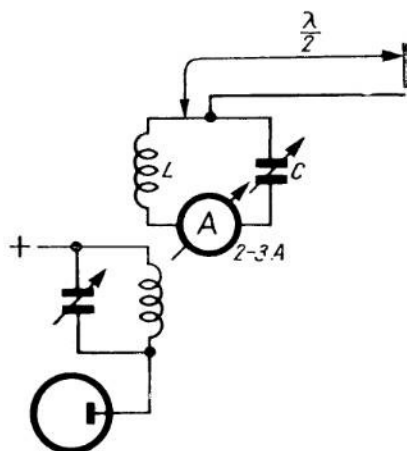
368. ábra. Kapacitív csatolás

keztében könnyen rádióvételi zavarokat okozhat. Számítanunk kell arra is, hogy a falon történő átvezetésnél és az esőcsatorna közelsége következtében veszteségek keletkeznek.

A Fuchs-antenna Collins-szűrőről is kifogástalanul táplálható.

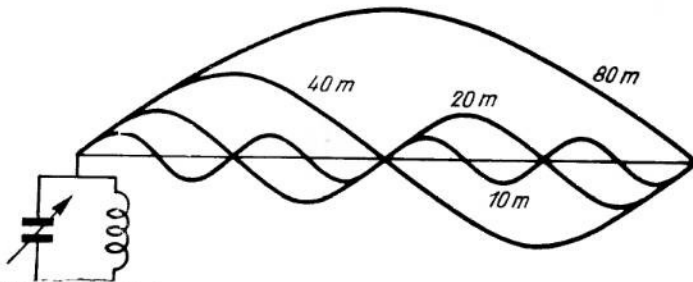
## 10.10 TÖBBSÁVOS ÁRAM-, ILLETŐLEG FESZÜLTSGTÁPLÁLÁSÚ ANTENNÁK

Példaképpen bemutatunk egy olyan feszültségtáplálású antennát, amely 4 amatőrsávon használható. Ismeretes, hogy a húr, amelyet megpengetünk, vagy amelyen vonót húzunk végig, a hosszúsága által meghatározott alaphangon kívül felhullámokat, más néven harmónikusokat is kelt. A 369. ábrán kerekén 40 méter hosszú antennát ábrázoltunk. Mint az árameloszlási görbék mutatják, az antennán a 80 méteres sávban egy fél hullám, a 40 méteres sávban egy teljes hullám, a 20 méteres sávban két, a 10



367. ábra. Fuchs-antenna csatlakoztatása az adóhoz

Valamennyi feszültségtáplálású antenna közös hátránya, hogy a táplálási pontban feszültségmaximum, vagyis nagy RF feszültség van, ami világítási vezetésekre és vevőantennákra gyakorolt indukáló hatása követke-



369. ábra. Többsávós antenna

méteres sávban pedig négy teljes hullám fér el. Az utóbbi esetben azt mondjuk, hogy az antennát a negyedik harmónikusán gerjesztjük.

A valóságban sajnos nem ilyen eszményi a helyzet. A harmonikusán gerjesztett antenna szükséges hosszúsága ugyanis az

$$l = \frac{n - 0,05}{f} \cdot 150$$

összefüggésből számítható, ahol

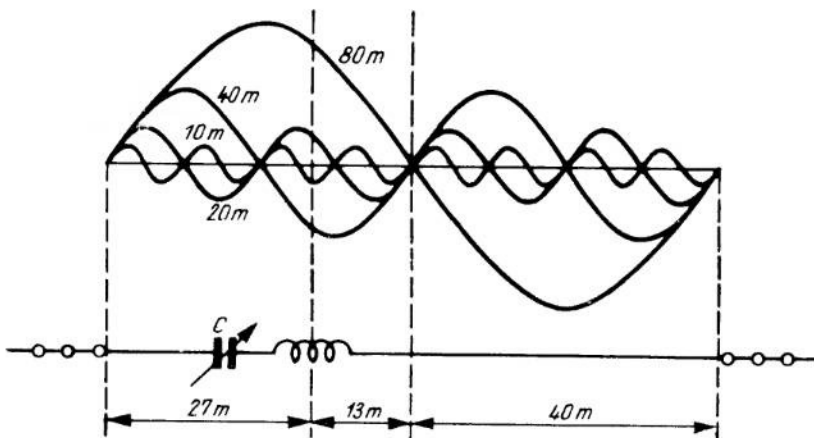
$l$  az antenna hosszúsága m-ben,

$n$  az antennára ültetendő félhullámok száma, és

$f$  az üzemi frekvencia MHz-ben.

Ha kiszámítjuk, hogy mekkorának kell lennie az antenna pontos hosszúságának 3,5; 7; 14 és 28 MHz-en, akkor a következő értékeket kapjuk:

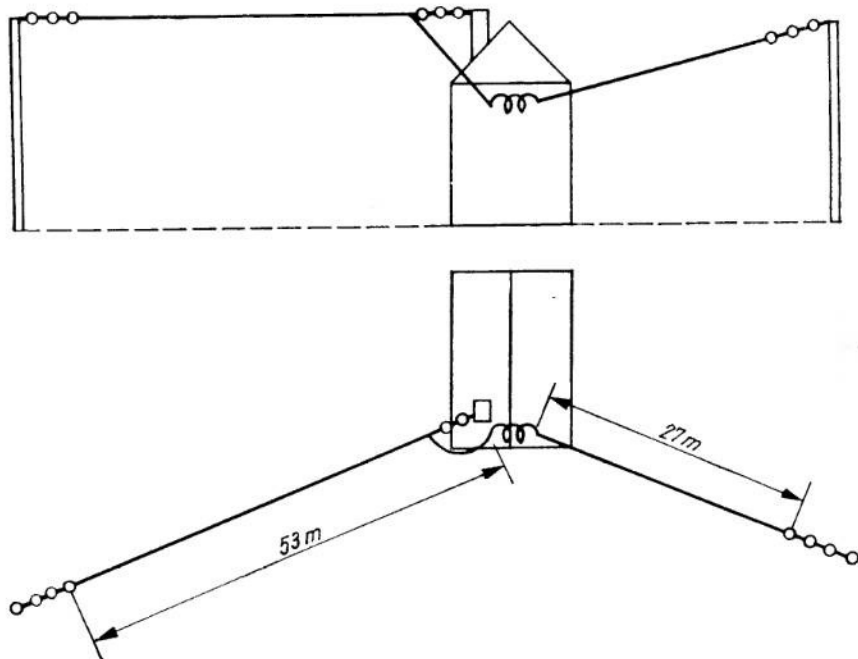
3,5 MHz	—	40,7 m,
7 MHz	—	41,8 m,
14 MHz	—	42,3 m,
28 MHz	—	42,6 m,



370. ábra. Többsávós antenna

vagyis nem kerekén 40 méter. (Az összehasonlítás megkönnyítésére mindegyik hullámsávnak az alsó határfrekvenciáját vettük figyelembe.)

Az eltérő hosszúságokat az antenna környezetének a kapacitív hatása okozza. Célszerű, ha az ilyen antennát arra a hullámsávra méretezzük, amelyikben leggyakrabban dolgozunk. Az a kis eltérés, ami a többi hullámsávon jelentkezik, nem okoz számottevő zavart. Némi megalkuvás árán többsávós áramtáplálási antennát is építhetünk (a



371. ábra. Példa 27/53 méteres antenna létesítésére

21 MHz-es sávon nem használható). A  $\lambda/2$  hullámú dipól táplálási pontját ebben az esetben nem a dipól közepére, hanem attól a dipól hosszúságának 15%-ával távolabbra helyezzük, ami még nem okoz számottevő veszteséget. Ilyen antennát mutatunk be a 370. ábrán, a hozzátartozó árameloszlási görbékkel együtt.

Ahol nincs helyünk arra, hogy ilyen hosszú antennát építsünk, ott az antenna hosszát 27 m-re csökkentjük; a hátralevő 13 m hosszú antennadarabot általában csak ellensúlynak szokták minősíteni, és elhelyezés és szigetelés szempontjából meglehetősen mostohán kezelik. Ha egy kicsit nagyobb figyelemmel vizsgáljuk meg ezt az antennát, akkor rövidesen meggyőződhetünk arról, hogy ez az ellensúlynak nevezett rész ugyancsak antenna, amelyiknek a végén ugyanakkora RF feszültség van, mint a hosszabik ágán. Éppen ezért ezt az „ellensúlyt” is ajánlatos szabad térben kifeszíteni és jól szigetelni. Ha nagyobb hely áll rendelkezésünkre, akkor az antenna egyik ága 53 m, a másik ága 27 m hosszú legyen. A C jelű forgókondenzátor segítségével pontosan behangolhatjuk az antennát.

Ritkán van lehetőség arra, hogy az ilyen antennát teljesen egyenes vonalban feszítsük ki; gyakorlatilag általában az L-antennához hasonló alakúvá válik. Nem szabad elfelejtenünk, hogy a „levezetés” beleszámít az antenna hosszúságába. Lehetőleg kerüljük az éles töréseket. Mindez értelemszerűen vonatkozik a Fuchs-antennára is. A 371. ábra 27/53 méteres antenna felül- és oldalnézetét mutatja.

## 10.11 TÁPVONALHOZ CSATLAKOZÓ ANTENNÁK

Gyakran előfordul, hogy az adóhelyiség fekvése antennatechnikai szempontból kedvezőtlen. L-antenna esetén a sugárzó rész általában igen közel kerül az épületekhez, amelyek a kisugárzott energia legnagyobb részét elnyelik. Tápvonal alkalmazásával lehetőségünk nyílik azonban arra, hogy az antennát az adótól távolabb, kedvezőbb

helyre építsük; a tápvonalon ugyanis a RF energia viszonylag kis veszteséggel továbbítható.

Mint ismeretes, a tápvonal kétféle lehet: hangolt és hangolatlan.

A hangolt tápvonalon állóhullámok alakulnak ki, vagyis a vezeték minden pontjában más és más az áram és a feszültség értéke.

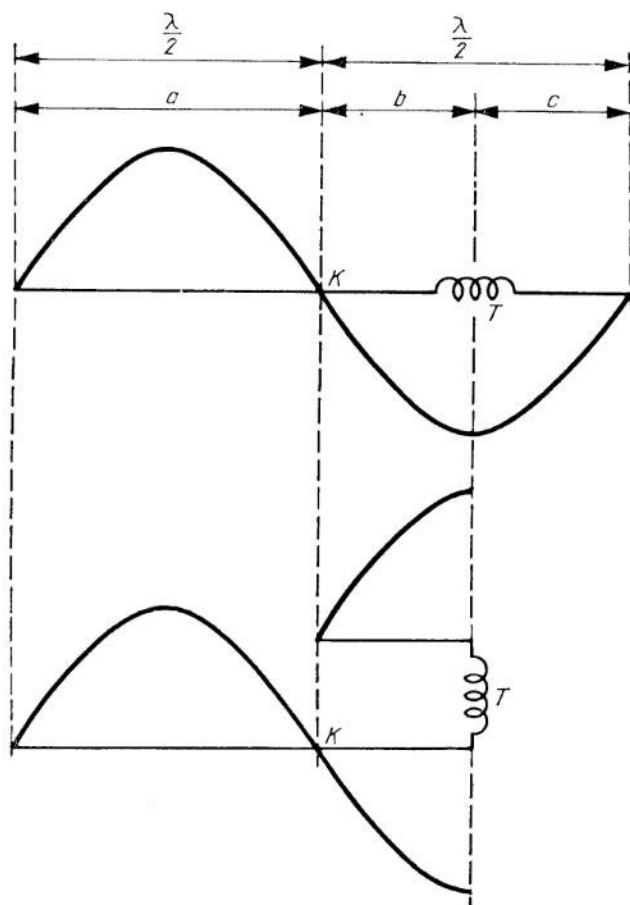
A hangolatlan tápvonalon helyes illesztés esetén haladóhullámok alakulnak ki, vagyis az áram és a feszültség értéke a tápvonal minden pontjában ugyanakkora.

Mindkét fajta tápvonal alkalmazását gyakorlati példákön mutatjuk be.

a) A Zeppelin-antenna (Beggerow-antenna).

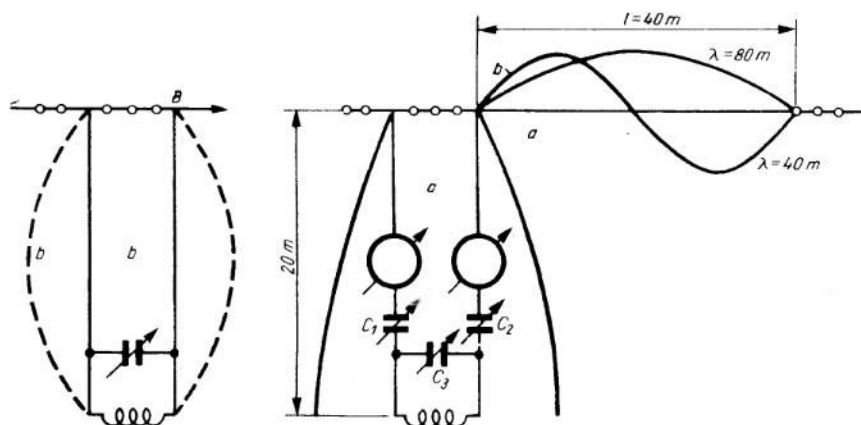
A Zeppelin-antenna sugárzó része  $\lambda/2$  hosszúságú, táplálása a végén, vagyis feszültségphasban történik. A sugárzó rész hosszúsága  $\lambda/2$  egész számú többszöröse is lehet.

A 372. ábrán azt mutatjuk be, hogyan származtatható le a Zeppelin-antenna az áram-



372. ábra. A Zeppelin-antenna származtatása az egész hullámú antennából

hasban táplált egészhullámú antennából; a  $c$  jelű,  $\lambda/4$  hosszúságú részt úgy fordítjuk át, hogy párhuzamos legyen a  $b$  jelű résszel. A  $T$  pontban így megmarad az áramhas, az antennának pedig csak a  $\lambda/2$  hosszúságú,  $a$  jelű része sugároz. A tápvonalnak vagy Lecher-vezetéknek is nevezett  $b$  jelű rész két ágának a gerjesztése ellentétes értelmű, ez a vezeték rész tehát nem sugároz, hanem csupán az RF energiát továbbítja a  $T$  pontból a  $K$  pontba. A tápvonalat angol szóval „feeder”-nek is nevezik. Mint a fentiekből látható, a tápvonal nem lehet tetszős szerinti hosszúságú, hanem hossza bizonyos összefüggésben van az üzemi hullámhosszával. Példánkban a tápvonal  $\lambda/4$  hosszúságú, ez egyúttal a tápvonal lehetséges legkisebb hossza. Ha hosszabb tápvonalat kell alkalmaznunk, akkor hosszúságának  $\lambda/4$  egészszámú többszörösének kell lennie. Ha a tápvonal hossza  $\lambda/4$  páratlan számú többszöröse, akkor feszültségcsatolást kell alkalmazni. A tápvonal antenna felőli végén mindig áramcsomópontnak (feszültségmaximumnak) kell lennie. A megfelelően méretezett Zeppelin-antenna többsávós antennaként is használható (21 MHz-en való üzemre nem alkalmas), és ezért az amatőrök meglehetősen kedvelik. Ha többsávásra akarjuk kiképezni, akkor a sugárzó résznek legalább a legnagyobb hullámhossz felével (40 méter) kell egyenlőnek lennie. Ilyen antennát mutat be a 373. ábra. Az ábrán az árameloszlást feltüntettük, az  $a$  jelű görbe 3,5 MHz-re, a  $b$  jelű görbe 7 MHz-re vonatkozik. A Lecher-vezetékét a 373. ábrán látható három forgókonduktorral hangolhatjuk be pontosan. A  $C_1$  és a  $C_2$



373. ábra. Táplálási módok

jelű kondenzátorok legnagyobb kapacitása 300–500 pF, a  $C_3$  jelűé 250 pF legyen, ez utóbbinak azonban lehetőleg minél kisebb legyen a kezdőkapacitása. Áramcsatolás esetén a párhuzamos kondenzátort a legkisebb értékre kell állítani, a hangolást pedig a  $C_1$  és  $C_2$  kondenzátorral kell végezni. Feszültségcsatolás esetén a  $C_1$  és a  $C_2$  kondenzátorokat a legnagyobb kapacitásra kell állítani, a hangolást pedig a  $C_3$  jelű kondenzátorral kell végezni.

A sugárzó rész hosszúságát természetesen az üzemi frekvenciának megfelelően kell méretezni. A  $C_1$ ,  $C_2$ , és a  $C_3$  jelű kondenzátorral a sugárzó rész nem hangolható.

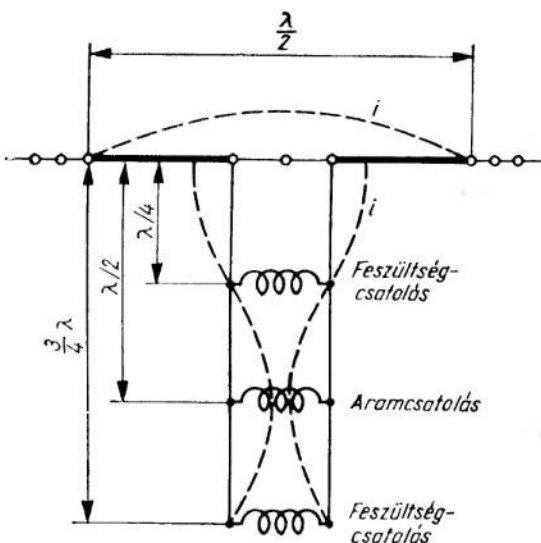
Durva hangoláshoz jól használható segédeszköz az egysarkúan a 373. ábra szerinti B ponthoz csatlakoztatott ködfénylámpa, amelynek a legerősebb fényére kell hangolni.

A tápvonalat úgy kell méretezni, hogy hullámimpedanciája 500–600  $\Omega$  legyen. A  $Z_0$  hullámimpedancia független a vezeték hosszúságától, és csak a vezető átmérőjétől és a két ág közötti távolságtól függ. A vezetékágakat a megfelelő távolságban tartó kitámasztók jó szigetelőanyagból készüljenek. Ha gyárilag előállított kitámasztó nem áll rendelkezésre, akkor házilag is előállítható keskeny polistirol-csíkokból, amelyeken megfelelő távolságban két lyukat fúrunk és ezeken húzzuk át a vezetőszalakat; a polistirolrudakat kötőhuzallal erősítjük a vezetőhöz. Üveg- vagy szigetelőanyagból készült, kb. 10 mm átmérőjű csövet is használhatunk kitámasztóként; a csövet megfelelő távolságban háromélű reszelővel körülreszelve a kívánt hosszúságú darabokra tördeljük. Az üvegsődarabok végeit forrasztólámpával felizzítjuk, és amikor már puha, akkor gömbölyűfogóval hornyot nyomunk bele. A kitámasztót ismét kötőhuzallal erősítjük a vezetőhöz. Az üvegrudak végeit célszerű kiöntő masszával elzárni.

Még az is elfogadható megoldás, ha a kitámasztókat keményfa-lécből készítjük. A lécet jól ki kell szárítanunk, majd körülbelül fél óra hosszat paraffinban vagy viaszban kell főznünk (Vigyázat! Gyúlékony!). A kitámasztó rögzítése — éppen úgy, mint az előző esetekben — kötőhuzallal történik.

#### b) Hangolt tápvonalhoz csatlakozó dipól

A dipól táplálása is történhet hangolt tápvonallal; csak arra kell ügyelni, hogy a betáplálás helyén, vagyis a dipól közepén árammaximum legyen. A tápvonal legkisebb hosszúsága ebben az esetben is  $\lambda/4$ . Ilyen dipólt mutat be a 374. ábra. Mint az ábrán látható,  $\lambda/4$  és ennek páratlan számú többszörösével egyenlő hosszúságú tápvonal esetén feszültségtáplálást, páros számú többszörösének megfelelő hosszúságú tápvonal esetén áramtáplálást kell alkalmazni. Ha a sugárzó rész hosszúsága nagyobb, mint  $\lambda/2$ , akkor különböző hosszúságú tápvonal-kombinációk képzelhetők el. Ilyen esetekben vázlatot tanácsos készíteni, amelyből világosan kitűnik az antenna-, illetőleg tápvonal-rendszer feszültség- és árameloszlása.



374. ábra. Hangolt tápvonalhoz csatlakozó dipól

Mint már korábban említettük, a  $Z_0$  hullámimpedanciájával megegyező értékű  $R$  hatásos ellenállással lezárt tápvonal nem sugároz, akármilyen hosszú legyen is. Az  $R = Z_0$  esetben a vezeték mentén haladó hullámok alakulnak ki, és a RF energia csaknem veszteség nélkül továbbítható. Ha tehát hangolatlan tápvonalat akarunk alkalmazni, ismernünk kell a különféle tápvonalak és kábelek hullámimpedanciáját, és ismernünk

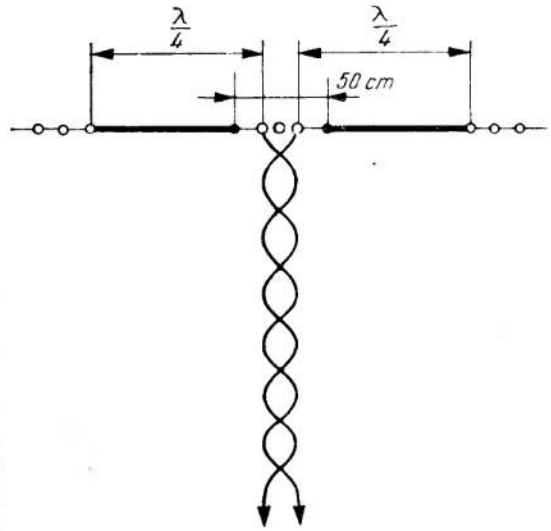


kell a lezáró ellenállást is, vagyis esetünkben a különféle antennák talpponti ellenállását.

c) *Sodrott ikerzsinórból készült tápvonalhoz csatlakozó dipól*

A sodrott, kéterű, gumiszigetelésű vezeték (csatlakozózsín) hullámimpedanciája  $70\ \Omega$  körül van, éppen ezért igen jól megfelel  $\lambda/2$  hullámú dipólok táplálására, amelyeknek – mint már említettük – a közepén (az áramhasban) kb.  $73\ \Omega$  a bemenő ellenállás (375. ábra).

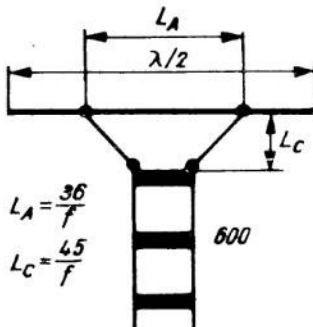
A tápvonal elméletileg tetszés szerinti hosszúságú lehet. Mégis a gyakorlatban nem előnyös, ha egy teljes hullámhosszúnál hosszabb, mert az eredetileg nem RF célokra szánt vezetéken meglehetősen nagy a veszteség. Az illesztés akkor a leghelyesebb, ha a tápvonal végén a vezeték kétágát úgy szétfeszítjük, hogy körülbelül 50 cm oldalhosszúságú egyenlőoldalú háromszöget alkosson. Mozgó állomások antennájának a táplálására  $2 \times 0,8\ \text{mm}^2$  keresztmetszetű, vörösréz vezetőjű, sodrott YG-huzal is megfelel. Gumiköpenyű vezeték alkalmazása esetén feltétlenül ügyeljünk arra, hogy a vezeték felső végén ne hatolhasson be az esővíz.



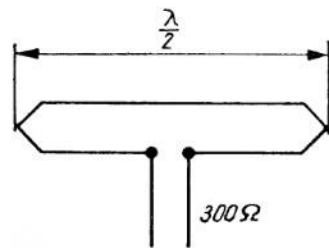
375. ábra. Sodrott ikerzsinórból készült tápvonalhoz csatlakozó dipól

d) *Tápvonalhoz csatlakozó hajlított dipól*

Az URH-technikában igen jó eredménnyel használt hajlított dipól rövidhullámon is kiválóan megfelel. Ha mindkét fele egyenlő keresztmetszetű huzalból készül, akkor talpponti ellenállása körülbelül  $300\ \Omega$ . A hajlított dipól  $l$  hosszúsága a hullámhosszúság felével ( $\lambda/2$ ) egyenlő; ilyen dipólt mutat be a 377. ábra. A dipól hosszúsága a hullámhosszúság felének páratlan számú többszöröse is lehet (pl.  $3\ \lambda/2$ ); páros számú



376. ábra. Dipól és tápvonal illesztése (Y-illesztés)



377. ábra. Hajlított dipól

többszörös esetén nem ad rezonanciát. A hajlított dipól ennek következtében csak egyetlen hullámsávon használható; csak a 21 MHz-es sávban 3  $\lambda/2$ -hullámú dipól használható 7 MHz-en is  $\lambda/2$ -hullámú dipólként. A hajlított dipól két vezetője közötti távolságnak a hullámhosszúsághoz képest igen kicsinek kell lennie. Irányértékek:

3,5 MHz-es sáv:	200 mm,
7 MHz-es sáv:	150 mm,
14 MHz-es sáv:	100 mm,
21 MHz-es sáv:	70 mm,
28 MHz-es sáv:	50 mm.

300  $\Omega$  hullámimpedanciájú tápvonal még amatőreszközökkel is készíthető. A legmegfelelőbb szigetelőanyag a polisztirol, amelyből kis tömböcskéket használhatunk a vezetők elválasztására. A vezetők átmérőjét és a vezetők középvonalai közötti távolságot a 10.061 pontban foglaltak értelmében úgy kell megválasztanunk, hogy

$$\frac{2 \cdot D}{d} = 12$$

legyen, ahol  $D$  a vezetők középvonalai közötti távolság,

$d$  a vezető átmérője, mindkettő ugyanabban a mértékegységben kifejezve.

A 2 mm átmérőjű vörösrézhuzaiból készült tápvonal vezetőinek középvonala közötti távolságnak tehát 12 mm-nek kell lennie, ha azt akarjuk, hogy hullámimpedanciája 300  $\Omega$  legyen.

240—300  $\Omega$  hullámimpedanciájú, párhuzamos vezetőkkel álló tápvonalat az ipar is készít, és „URH-szalagkábel” néven hozza forgalomba. A vezetők közötti távolságot ezeknél már nemcsak a vezetők átmérője, hanem — minthogy a vezetők közötti dielektrikum nem levegő — ennek dielektromos állandója is befolyásolja. Minthogy a vezetőket elválasztó anyag relatív permeabilitása általában 1, azért a 10.061 pontban közölt összefüggés a következő alakban használható:

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{2D}{d} = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \lg \frac{2D}{d},$$

ahol  $\epsilon_r$  a szigetelőanyag relatív dielektromos állandója,

$D$  a vezetők középvonalai közötti távolság,

$d$  a vezető átmérője, mindkettő ugyanabban a mértékegységben kifejezve.

#### e) Szalagkábelből készült hajlított dipól

Szerényebb igények kielégítésére a teljesen szalagkábelből készített hajlított dipól is megfelel. Az antenna két vezetőszálat — itt közelebről ki nem fejtett okból — nem a végeken, hanem a közép felé eltolva kell összekötni. A dipólvégek mechanikai rögzítése úgy történik, hogy szigetelő- (polisztirol-) darabok közé csíptetjük. A hajlított dipól talpponti ellenállását további huzaldarabok párhuzamosan kapcsolásával növelhetjük.

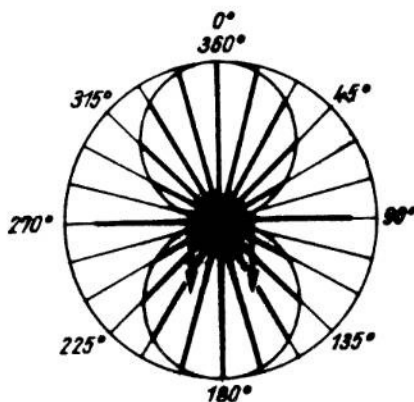
Az URH- és TV-technikában antennalevezetőként gyakran használunk koaxiális kábelt, amelynek a hullámimpedanciája — szerkezetétől függően — 50 és 150  $\Omega$  között változik. Kiválóan alkalmas rövidhullámú antennák táplálására is. A TV-antennákhoz

használatos kábel hullámimpedanciája  $72 \Omega$ , így egyenes dipól táplálására megfelelő. Minthogy azonban az aszimmetrikus szerkezetű kábel és a szimmetrikus antenna csatlakozásánál ún. köpenyhullámok keletkeznek, ami energiaveszteséget okoz, a későbbiekben részletesen ismertetett szimmetrizáló tagot („balun”) szokás alkalmazni.

## 10.12 IRÁNYÍTÓ HATÁSÚ ANTENNÁK

Az antenna a RF energiát helyzetétől és méreteinek az üzemi hullámhosszúsághoz való viszonyától függően egyes irányokban erősebben, más irányokban gyengébben sugározza.

Az antenna irányító hatását a számítások vagy mérés útján megállapítható sugárzási diagram szemlélteti. A sugárzási diagram mérés útján úgy határozható meg, hogy az antennát egy kör kerülete mentén végigjárjuk, és az egyes pontokban megmérjük a térerősséget. A mért értékeket polárkoordináta-rendszerben feltüntetve a sugárzási diagramot kapjuk. Kisméretű antenna esetén azt is megtehetjük, hogy a térerősségmérőt ugyanazon a helyen hagyva az antennát forgatjuk körbe. A diagramhoz csak relatív értékekre van szükségünk. A 378. ábra  $\lambda/2$ -hullámú dipól sugárzási diagramját mutatja be. Mint látható, ez az antennatípus önmagára merőleges irányban sugároz a leg-erősebben; az antenna hosszában sugárzása csaknem nulla.

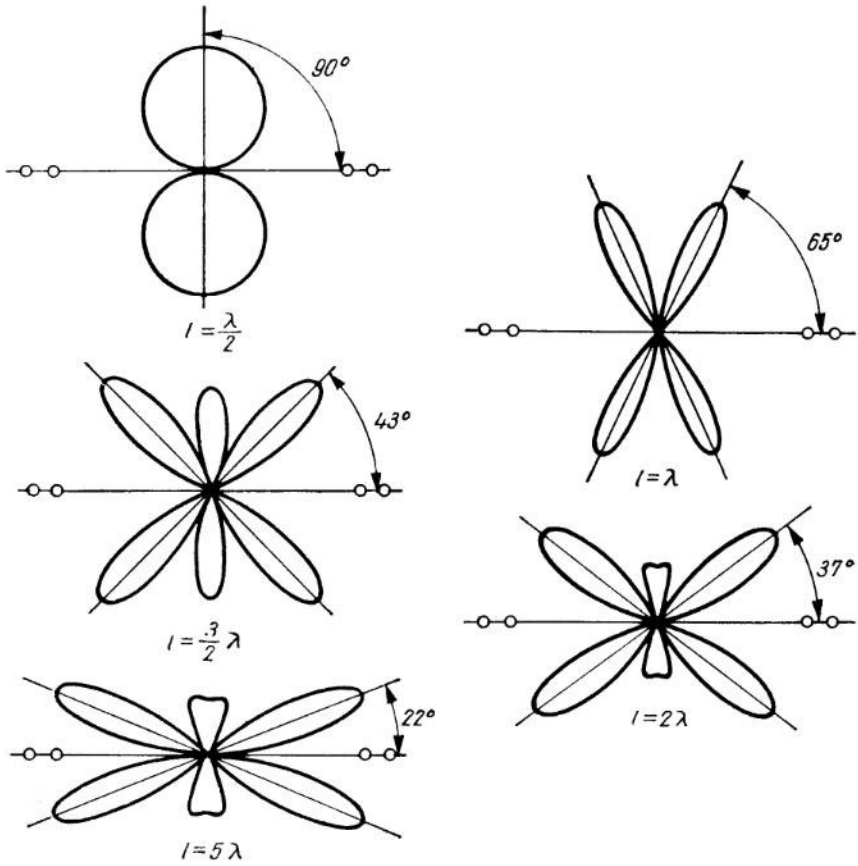


378. ábra. Dipól sugárzási diagramja

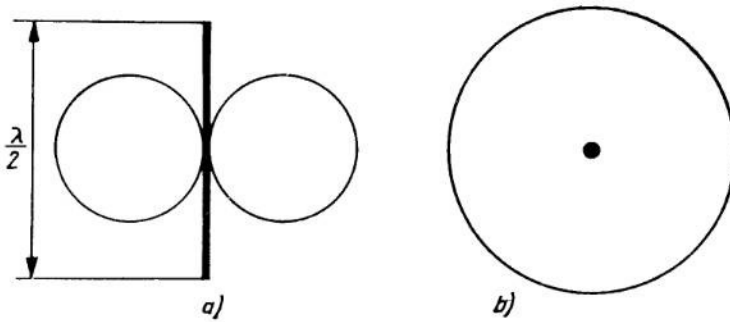
Minthogy az antenna térbeli idom, a sugárzási diagramot is a térben kell ábrázolnunk. Minthogy ez a papír síkjában nem lehetséges, a térbeli diagram két, egymásra merőleges metszetét szoktuk ábrázolni. A horizontális sugárzási diagram a vízszintes metszet, és arról tájékoztat, milyen a sugárzás megoszlása az egyes égtájak irányában. A vertikális sugárzási diagram azt tünteti fel, hogy milyen szögben sugározza az antenna az energiát.

A 379. ábra azt mutatja be, hogyan alakul az antenna horizontális sugárzási diagramja, ha harmonikusain gerjesztjük. A 380. ábra a szabad térben függőlegesen álló  $\lambda/2$ -hullámú dipól vertikális és horizontális sugárzási diagramját tünteti fel. A vertikális sugárzási diagram a 378. ábráról már ismert „8”,  $90^\circ$ -kal elforgatva. A horizontális diagram — mint látható — kör, vagyis az ilyen antenna körsugárzó. A közölt vertikális diagram csak elméleti érvényű, a valóságos diagram alakja nagymértékben függ az antennának a Föld felszíne feletti magasságától.

Az amatőrállomások számának egyre nagyobb mértékű növekedése és az ezzel együtt növekedő rádióvételi zavarok szükségessé teszik, hogy minden amatőrállomás a legkorszerűbb technikának megfelelően létesüljön. Adó-oldalon az a cél, hogy az ellenállomás vevőantennájának a helyén minél nagyobb legyen a térerősség. Az adó végfokozatának a teljesítményét ennek érdekében rendszerint már nem növelhetjük tovább a törvényes rendelkezések megszegése nélkül. Saját adásunk hatótávolságának



379. ábra. Különböző harmonikusain gerjesztett vízszintes antenna sugárzási diagramjai



380. ábra. Függetlenes dipól sugárzási diagramjai

növelésére az a legalkalmasabb mód, ha irányító hatású antennát alkalmazunk, amely a kisugárzott energiát többé-kevésbé élesen nyalábolja, és meghatározott irányba tereli. Természetesen a vevőhöz is használhatunk irányító hatású antennát, aminek még az az előnye is megvan, hogy a nem kívánt irányból jövő adást nagymértékben gyengíti, esetleg teljesen el is nyomja.

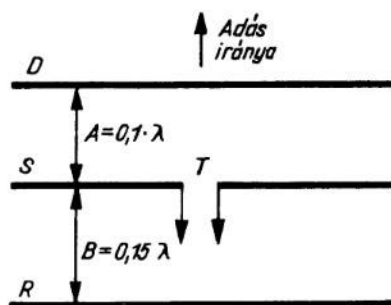
A következő pontokban az irányító hatású antennák közül az amatőr-gyakorlatban legfontosabbakat ismertetjük.

### 10.121 A Yagi-antenna

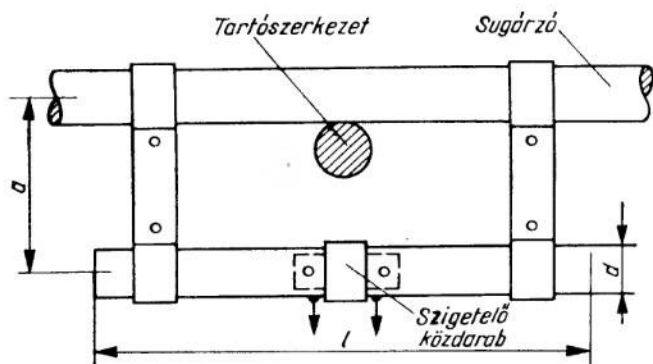
A japán *H. Yagi* és *S. Uda* 1926-ban ismertette először a 381. ábrán vázlatosan bemutatott antennatípust. Az antenna három elemből áll: a *T* pontban táplált *S* jelű sugárzóból, az *R* jelű reflektorból és a *D* jelű direktorból. A direktor és a reflektor nincs fémes kapcsolatban az antennával (parazita sugárzók). Az *S* jelű sugárzó  $\lambda/2$ -hullámú (pontosabban  $l = 145/f(\text{MHz})$ ), a reflektor 5%-kal hosszabb, a direktor pedig 6–7%-kal rövidebb, mint az *S* sugárzó.

Mint hogy az elemek közepén a RF feszültség a földhöz képest mindig nulla értékű, az elemeket minden hátrányos következmény nélkül közvetlenül a tartószerkezethez erősíthetjük. Ha az egyes elemek közötti távolság — a 381. ábrának megfelelően —  $A = 0,1 \lambda$  és  $B = 0,15 \lambda$ , akkor az antenna talpponti ellenállása körülbelül  $10 \Omega$ . A dipól eredetileg  $70 \Omega$  körüli értékű talpponti ellenállása tehát ebben az elrendezésben alaposan lecsökken; a tápvonal illesztése ennek következtében némi nehézséggel jár.

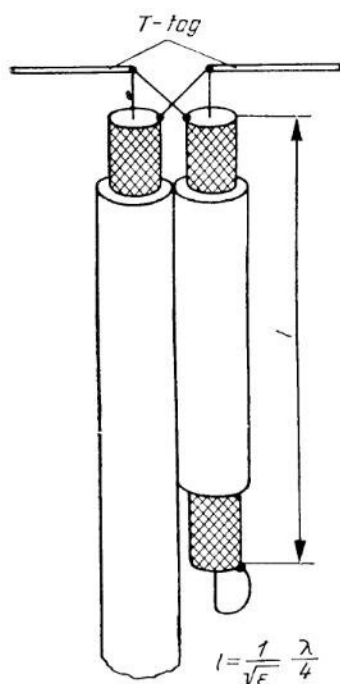
Kifogástalan illesztés biztosítható a 382. ábrán bemutatott illesztő T-taggal. Az *S* sugárzóval párhuzamosan két csődarabot helyezünk el, amelyeket egy-egy bilincssel rögzítünk a sugárzóhoz. Az antenna hangolása úgy történik, hogy a bilincseket szim-



381. ábra. Yagi-antenna



382. ábra. Illesztő T-tag ( $d$  értéke egyezik a sugárzó-elem átmérőjével;  $l$  = a dipól hosszúságának  $1/3$  része;  $a = 0,01 \lambda$ )

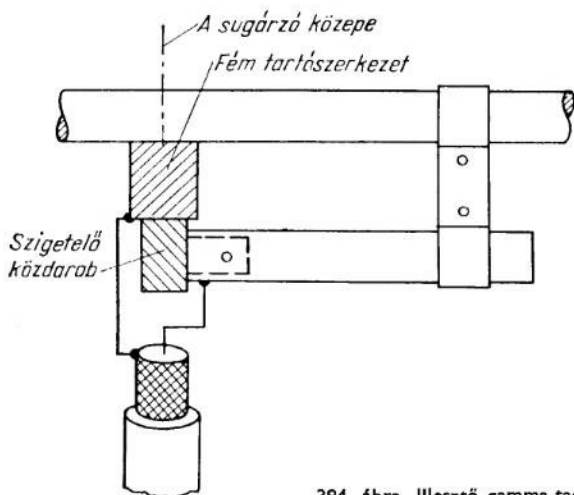


383. ábra. Dipól táplálása koaxiális kábellel

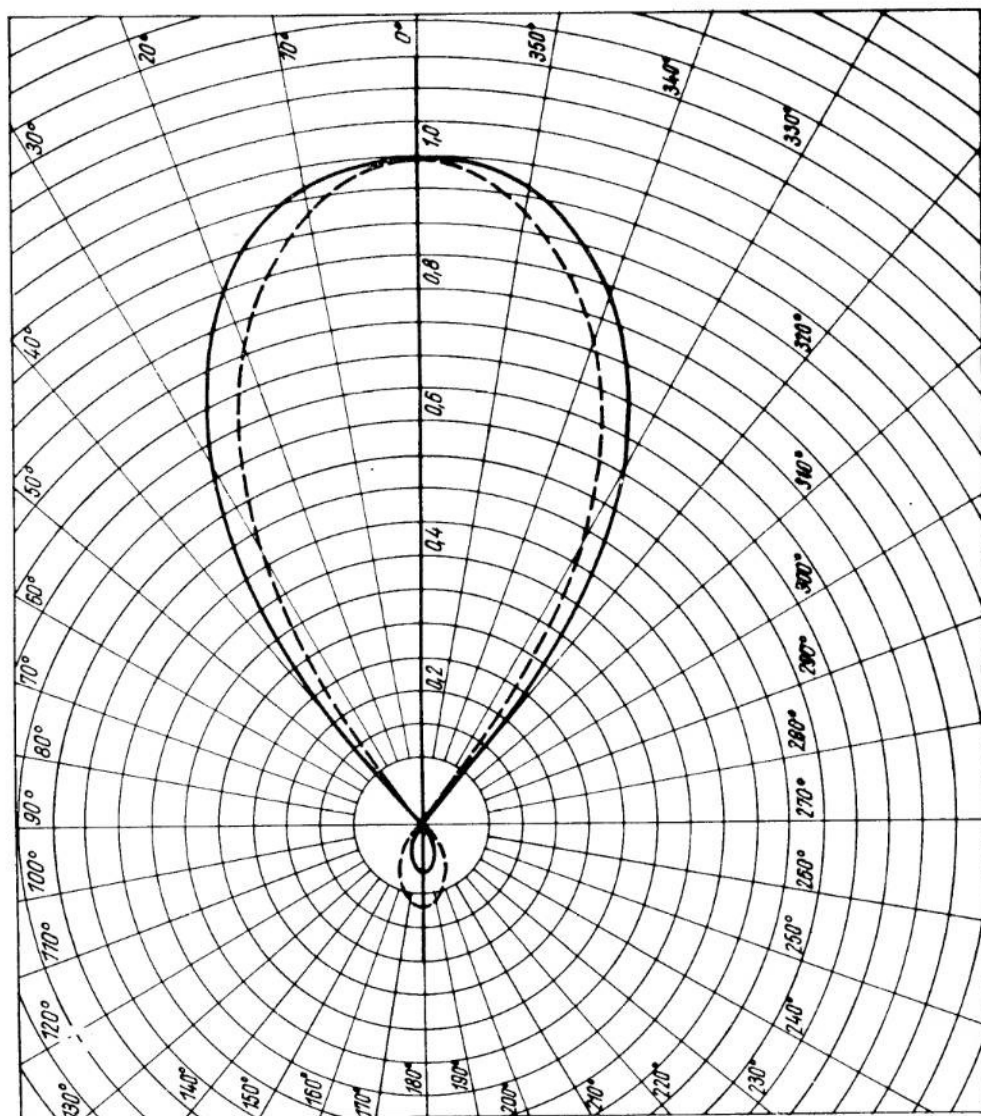
teljesítményét a tízszeresére növeltük volna. Ehhez járul még az a nyereség, amelyet a laposabb szögben történő kisugárzás és a már említett vevő-oldali előnyök eredményeznek. A 385. ábra 3-elemes irányító hatású antenna horizontális sugárzási diagramját mutatja be; ugyanennek az antennának a vertikális sugárzási diagramja a 386. ábrán látható. A fő sugárzási irány az antennának a földfelszín feletti magasságától függ. Ha még élesebb horizontális nyalábolást akarunk elérni, akkor a direktorok számát 2-re, 3-ra, vagy esetleg 4-re kell emelnünk (több reflektor alkalmazása nem hoz figyelemreméltó javulást). Az elemek számának a növelésével azonban egyre csökken a talpponti ellenállás, ami megnehezíti a tápvonal illesztését. Az ilyen sokelemes antennák talpponti ellenállását azáltal növelhet-

metrikusan úgy távolítjuk el a táplálási ponttól, hogy az antennának olyan pontjaihoz csatlakozzanak, amelyekben a bemenő ellenállása egyezik a tápvonallal. Ilyen módon még 300  $\Omega$  hullámimpedanciájú tápvonal is kielégítően illeszthető az antennához.

Az antenna csak szimmetrikusan táplálható; tápvonalként tehát elsősorban nyitott kettősvezetékek, illetőleg kétvezetős, árnyékolatlan kábelek jöhetnek számításba. Ha koaxiális kábelt — tehát aszimmetrikus rendszert — használunk tápvonalként, akkor az antenna felőli végén a 383. ábrán bemutatott  $\lambda/4$ -hullámú illesztőtágot kell felszerelnünk. Ügyelnünk kell a vízhatlan kivitelre. Az illesztőtág  $l$  hosszúságát a szigetelőanyag dielektromos állandójától függő mértékben csökkenteni kell. Koaxiális kábel csatlakoztatására alkalmas másfajta megoldás Gamma illesztőtág használata (384. ábra); ez tulajdonképpen nem más, mint egy illesztő T-tag fele. A kábel belső vezetőjét a sugárzóval párhuzamos csőhöz, a kábel köpenyét pedig a dipól középhez, — illetőleg középen földelt kivitel esetén a tartószerkezethez csatlakoztatjuk. A pontos illesztés ebben az esetben is a bilincs eltolásával állítható be. A fő sugárzási irányban kisugárzott energia az egyenes dipól által kisugárzott energia 2 S-fokozatnak megfelelő többszöröse. Ha egy S-fokozatra 5 dB-t számítunk, akkor ez azzal egyenértékű, mintha az adó



384. ábra. Illesztő gamma-tag

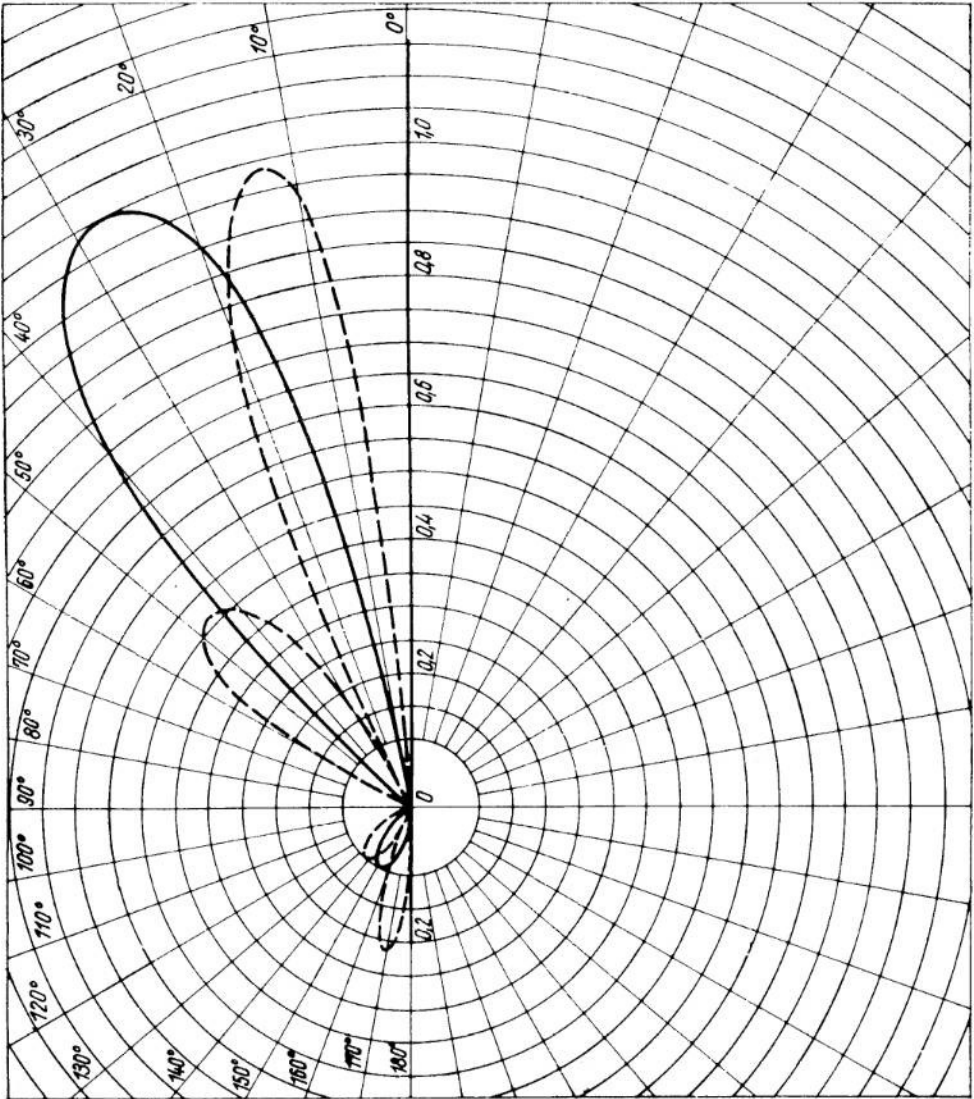


385. ábra. 3-elemes Yagi-antenna horizontális sugárzási diagramja

jük, ha sugárzóként nem egyenes, hanem hajlított dipólt alkalmazunk. Ha pl. a 381. ábrán bemutatott antenna egyenes dipólját ugyanolyan átmérőjű csőből készített hajlított dipóllal helyettesítjük, akkor ennek az antennának a talpponti ellenállása kb.  $40 \Omega$ .

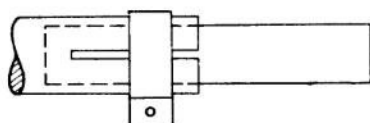
A dipóllal párhuzamosan elhelyezett elemek alkalmazásával tovább növelhető a talpponti ellenállás; ha pl. a 3-elemes Yagi-antenna sugárzója körül 6 párhuzamos vezetőt helyezünk el, akkor a talpponti ellenállása  $300 \Omega$ -ra növekszik.



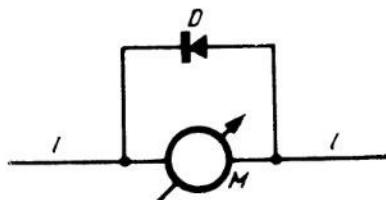


386. ábra. 3-elemes Yagi-antenna vertikális sugárzási diagramja

Annak ellenére, hogy az egyes antenna-elemek hosszúsága pontosan kiszámítható, ajánlatos, ha az elemek végeit a 387. ábrának megfelelő kivitelben készítjük el. Azáltal, hogy az egyes elemek hosszúságát bizonyos mértékig változtatni tudjuk, kiegyenlíthetjük a nem számítható külső hatásokat, és lehetővé tehetjük az antenna pontos lehangolását. Az elemek hosszúságát természetesen mindkét végük egyenlő mértékű megváltoztatásával kell megnövelni vagy csökkenteni.



387. ábra. Állítható hosszúságú sugárzó-elem végének a kialakítása



388. ábra. Mérő-dipól

Hangoláskor az antenna lehetőleg a végleges helyén legyen. Az antenna legideálisabb helye a lapos háztető, amelyen az antenna egyes elemeihez — kettős létra segítségével — könnyen hozzáférhetünk.

Az antenna hangolásához használható segédeszköz a 388. ábrán bemutatott mérő-dipól. A sugárzó és a mérő-dipól közötti távolság lehetőleg nagy — több hullámhosszúságnyi — legyen; mindenesetre attól is függ, mekkora a műszer érzékenysége és mekkora az adó teljesítménye; az is fontos, hogy a mérő-dipól kb. ugyanolyan magasan legyen a Föld felszíne fölött, mint az antenna. Az antenna hangolásának javasolt sorrendje a következő:

1. A sugárzó hosszúságát állítsuk be a kiszámított értékre.
2. A T-tagot állítsuk be kb. a dipól középre.
3. A sugárzó hosszúságát állítsuk be maximális térerősségre.
4. A direktor hosszúságát állítsuk be maximális térerősségre.
5. A reflektor hosszúságát állítsuk be maximális térerősségre.
6. Az illesztő T-tagot állítsuk be maximális térerősségre.
7. A 3., 4. és 5. pont szerinti műveleteket ismételjük meg mindaddig, amíg további térerősség-növekedés nem észlelhető.

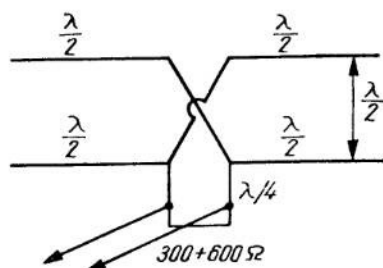
Ha az állóhullám-viszony mérésére alkalmas berendezésünk is van, akkor az antennát még pontosabban tudjuk behangolni.

#### 10.122 Négyelemes dipólfüggöny (Lazy-H)

Ebben a pontban olyan antennát ismertetünk, amelyhez nincs szükség alumínium-csőre, hanem huzalból készíthető el. Az irányító hatású antennáknak ez a fajtája a négyelemes dipólfüggöny, amelyet az angol nyelvű irodalomban „Lazy — H”, a német nyelvű irodalomban „Fauler Heinrich” néven ismernek.

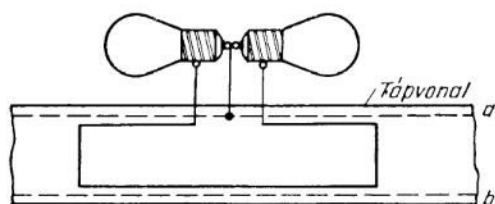
Összesen négy  $\lambda/2$ -hullámú dipólból áll, amelyeknek az elrendezését a 389. ábra mutatja. Két-két dipól össze van kötve, és az egységek egymástól  $\lambda/2$  távolságra vannak. Mind a négy dipólt azonos fázisban gerjesztjük.

A sugárzás iránya az antenna síkjára merőleges, horizontális sugárzási szöge  $60^\circ$ . A sugárzók egymás feletti elhelyezése éles vertikális nyalábolást eredményez, és a távolsági összeköttetésekhez szükséges lapos sugárzást biztosít.



389. ábra. Négyelemes dipólfüggöny (a tápvonal tetszés szerinti hosszúságú lehet) (Lazy H.)

Az antenna elméleti nyeresége 5,8 dB (ez 3,8-szeres teljesítménynek felel meg). A kísérletileg megállapított antenna-nyereség ennél az értéknél lényegesen nagyobb, ami a lapos szögben történő sugárással magyarázható.



390. ábra. Állóhullám-indikátor

azokhoz a pontjaihoz csatlakozik, amelyekben a bemenő ellenállás ugyanekkora.

Hangolása a következőképpen történik: Miután az antennát lehetőleg végleges helyén kifizítettük, a  $\lambda/4$ -hullámú transzformátor rövidzárját RF árammérővel, szükség esetén skálalámpával helyettesítjük; a tápvonalat egyelőre nem kapcsoljuk hozzá. Az antennát a vele párhuzamosan kifizített, az adóból táplált ideiglenes antenna gerjeszti. A RF árammérőt a  $\lambda/4$ -hullámú transzformátoron mindkét irányban eltoljuk, és megkeressük azt a helyet, amelyen a legnagyobb az átfolyó RF áram értéke. Ezek után az árammérő helyére kapcsoljuk a rövidzárt, az ideiglenes antennát pedig eltávolítjuk.

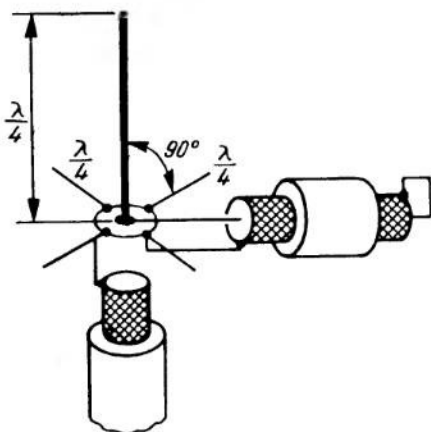
Most már a tápvonalat is rákapcsoljuk az antennára, egyelőre azonban csak ideiglenesen, hogy a csatlakozás helyét még megváltoztathassuk, majd a 388. ábrán ismertetett mérődípól segítségével megkeressük azt a betáplálási helyet, amelyben az antenna sugárzása a legnagyobb.

Igen hasznos a 390. ábrán bemutatott, állóhullámok mérésére szolgáló berendezés alkalmazása. Ezt a segédeszközt külön célszerű megépítenünk, és szükség esetén kapcsoljuk rá a tápvonalra. A kétlámpás indikátorhoz használt vezetékdarab hullámimpedanciájának természetesen ugyanakkorának kell lennie, mint az antennát tápláló tápvonalé. A vezetéken akkor a legkisebb a hullámosság, ha a két lámpa közül az adó felőli ég, az antenna felőli pedig sötét marad. A lámpákat a csatoló hurok hosszúságának és az adó teljesítményének megfelelően kell méretezni.

#### 10.123 A „ground-plane”-antenna

Ebben a pontban olyan antennatípust ismertetünk, amely horizontális sugárzási diagramját tekintve ugyan nem tekinthető irányító hatású antennának, azonban a nagytávolságú összeköttetések szempontjából előnyös lapos szögben sugároz. Népszerűsége egyre nő, annál is inkább, mert teljesítményéhez képest olcsó. Éppen ezért

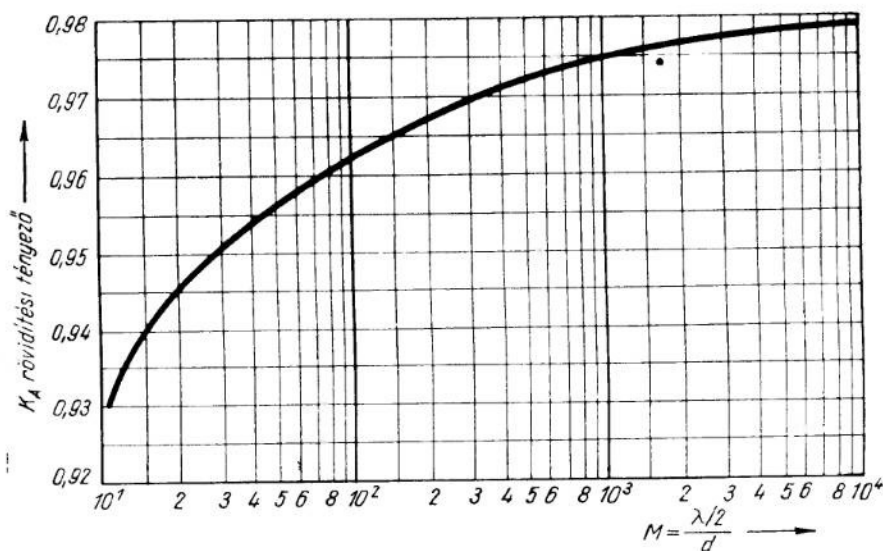
Többféleképpen táplálható. Bemenő ellenállása közepén, a keresztvezésnél nagy értékű, és így táplálása hangolt Lecher-vezetékkel oldható meg, a Zeppelin-antennához hasonlóan. Előnyösebb azonban a 389. ábra szerinti táplálás, az alsó végén rövidrezárt  $\lambda/4$ -hullámú transzformátor alkalmazásával. A tetzés szerinti hosszúságú, 300–500  $\Omega$  hullámimpedanciájú haladó hullámú tápvonal a  $\lambda/4$ -hullámú transzformátornak



391. ábra. Ground-plane antenna

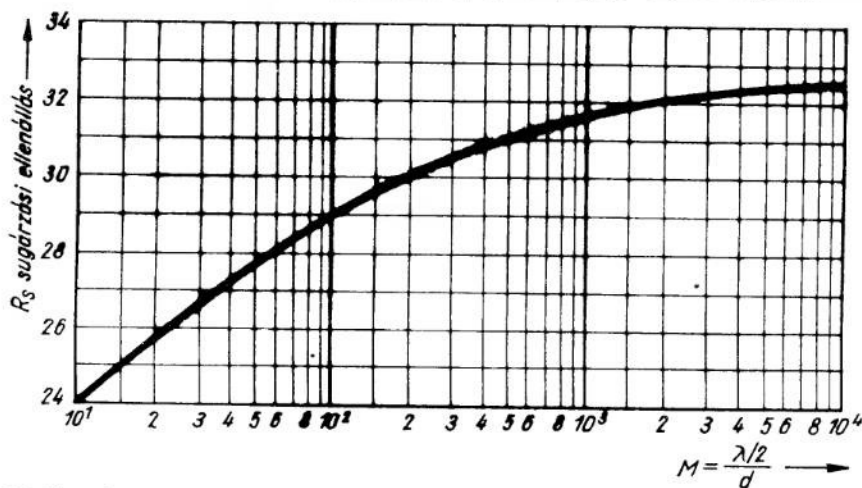
DL 1 QK cikke alapján — a szerző szíves engedelmével — részletesebben ismertetjük. A  $\lambda/4$ -hullámú függőleges antenna (Marconi-antenna) és a hozzá tartozó ellensúly elvi elrendezését a 391. ábra mutatja. A függőleges sugárzó célszerűen alumínium- vagy vascső. Az ellensúly 4 sugarasan elhelyezett,  $\lambda/4$ -hullámú vezetéből áll, amelyek egymással  $90^\circ$ -os szöget zárnak be, síkjuk pedig merőleges a függőleges sugárzóra. Az a legelőnyösebb, ha az ellensúly is csövekből készül; az egész berendezés elhelyezhető egy árbóc tetején. Az is megfelel azonban, ha az ellensúlyt megfelelően kifeszített huzalokból készítjük. Ha a függőleges cső mechanikai szilárdsága nem elegendő, akkor ezt is jól szigetelten ki kell feszíteni. Minthogy a ground-plane-antenna aszimmetrikus antenna, azért táplálására aszimmetrikus vezeték (koaxiális kábel) alkalmas. Nehézséget jelent azonban az, hogy az ideális elrendezésű (a függőleges sugárzó merőleges az ellensúlyt alkotó huzalok síkjára) ground-plane-antenna talpponti ellenállása csak  $30 \Omega$ . A talpponti ellenállás értéke megnő, ha az ellensúlyt alkotó huzalok nem vízszintesek, hanem lefelé hajolnak; sajnos, ezáltal azonban megváltozik a kisugárzás kedvező lapos szöge is.  $30 \Omega$  hullámimpedanciájú koaxiális kábel azonban nem kapható; a kereskedelemben kapható koaxiális kábeleket illeszteni kell az antennához. Az illesztésnek két módszerét ismertetjük.

A) Ha a függőleges sugárzót megrövidítjük, akkor a bemenő ellenállása elveszíti tisztán rezisztív jellegét, és kiegészül egy kapacitív komponenssel. Ha az antennát a kapacitív reaktanciával egyenlő értékű induktív reaktanciával egészítjük ki, akkor impedanciája ismét tisztán hatásos ellenállássá válik, értéke pedig a sugárzó hosszúságának megfelelő megválasztásával az alkalmazott koaxiális kábel hullámimpedanciájával egyenlővé tehető. R. T. Decamp VV 2 AFG javaslata szerint a szükséges induktivitásként koaxiális kábelarabot használhatunk, amelynek a belső vezetőjét a függőleges sugárzóhoz, külső köpenyét az ellensúlyhoz csatlakoztatjuk, a másik végén pedig a



392. ábra. Ground-plane antenna méretezésére szolgáló diagram:

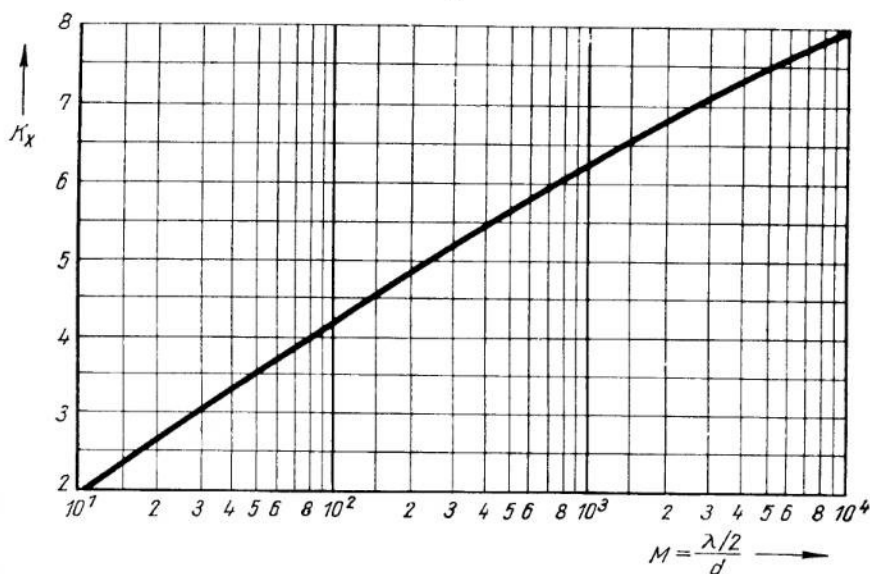
a  $K_A$  rövidítési tényező az  $M = \frac{\lambda/2}{d}$  függvényében



393. ábra. Ground-plane antenna méretezésére szolgáló diagram: a  $\lambda/4$ -hullámú antenna sugárzási ellenállása  $M$  függvényében

belső vezetőjét és a köpenyét összekötjük. Célszerű, ha ez a kábelcsonk ugyanolyan kábeltől készül, mint a tápvonal. A számításhoz néhány tényezőre van szükségünk, amelyeknek az értékét a 392–394. ábrákon közölt diagramokból olvashatjuk ki. A számítás alapja a szabad térben mért hullámhosszúság felének és a függőleges sugárzó átmérőjének a viszonyával egyenlő  $M$  érték:

$$M = \frac{\lambda/2}{d},$$



394. ábra. Ground-plane antenna méretezésére szolgáló diagram: az antenna  $K_x$  impedanciájának változása az antenna hosszának 1%-os megváltozása esetén  $M$  függvényében

illetőleg — a hullámhosszúság helyett a frekvenciával kifejezve —

$$M = \frac{15\,000}{f \cdot d},$$

ahol  $f$  a frekvencia MHz-ben és

$d$  a függőleges sugárzó átmérője cm-ben.

Mint hogy az elektromágneses hullámok terjedési sebessége a vezető mentén valamivel kisebb, mint szabad térben, azért a vezető hosszúságának is rövidebbnek kell lennie  $\lambda/4$ -nél. A  $K_A$  rövidítési tényezőt a 392. ábrából olvashatjuk ki. Az  $R_s$  sugárzási ellenállás értéke ugyancsak függ az  $M$  mennyiségtől; a közöttük levő összefüggést a 393. ábrán közölt diagram tünteti fel, földelt negyedhullámú antenna esetén.

Mint már említettük, a függőleges sugárzó hosszúságát csökkenteni kell; ennek következtében sugárzási ellenállása is megváltozik. A megrövidített antenna sugárzási ellenállása az

$$R_{s\text{ röv}} = R_s - \frac{Z_o}{4R_s},$$

ahol  $R_s$  a  $\lambda/4$  hosszúságú antenna sugárzási ellenállása  $\Omega$ -ban és

$Z_o$  az alkalmazott koaxiális kábel hullámimpedanciája  $\Omega$ -ban.

A megrövidített antenna kapacitív reaktanciája:

$$X_C = \sqrt{R_{s\text{ röv}} \cdot Z_o - R_{s\text{ röv}}^2}.$$

Most már kiszámítható a  $\lambda/4$ -nél rövidebb hullámú sugárzó szükséges hosszúsága:

$$l_{A\text{ röv}} = \frac{15\,000 \cdot K_A}{2f} \left( 1 - \frac{X_C}{100 K_x} \right) [\text{cm}];$$

ha a frekvencia értékét MHz-ben helyettesítjük be, akkor az antenna hosszúságát cm-ben kapjuk.  $K_x$  értékét a 394. ábrán közölt diagramból vehetjük.

Ki kell még számítanunk a kábelcsont hosszúságát, amelynek az induktív reaktanciája a megrövidített antenna kapacitív komponensét hivatott kiegyenlíteni. Az induktív reaktancia értékét a következő összefüggés adja meg:

$$X_L = \frac{Z_o}{\sqrt{Z_o/R_{s\text{ röv}} - 1}} [\Omega],$$

a kábelcsont hosszúsága pedig:

$$l_K = \frac{83,3 T}{f \sqrt{\epsilon_r}} [\text{cm}],$$

ahol  $T$  az a szög, amelynek a tangense  $X_L/Z_o$ ,

$\epsilon_r$  a kábel szigetelőanyagának a relatív dielektromos állandója.

Ha a frekvencia értékét MHz-ben helyettesítjük be, akkor a kábelcsont hosszúságát cm-ben kapjuk meg.

Az ellensúlyszálak hosszúsága a már ismert

$$l_e = \frac{15\,000 K_A}{2f}$$

összefüggésből számítható; ha a frekvencia értékét MHz-ben helyettesítjük be, akkor az ellensúlyszálak hosszúságát cm-ben kapjuk meg. Minthogy az ellensúlyszálak átmérője rendszerint nem ugyanakkora, mint a függőleges sugárzóé, azért a  $K_A$  értéket az ellensúlyszálakra vonatkozóan külön meg kell állapítani a 392. ábrán közölt diagram segítségével.

Példaképpen végezzük el a 14 MHz-es sávon (14, 15 MHz) használható ground-plane-antenna méretezését. A függőleges sugárzó elkészítésére  $d = 2$  cm külső átmérőjű alumíniumcső áll rendelkezésünkre. Az antennát koaxiális kábelben át tápláljuk, amelynek a hullámimpedanciája  $Z_0 = 65 \Omega$ . A kábel szigetelőanyaga oppanol, relatív dielektromos állandója  $\epsilon_r = 2,3$ . Az ellensúly 2 mm átmérőjű vörösréz-huzalból készül.

$$M = \frac{15\,000}{f \cdot d} = \frac{15\,000}{14,15 \cdot 2} = 530.$$

Az ehhez az  $M$  értékhez tartozó rövidítési tényező a 392. ábrán közölt diagram szerint:

$$K_A = 0,972,$$

a sugárzási ellenállás pedig a 393. ábra alapján:

$$R_s = 31,2 \Omega.$$

A megrövidített antenna sugárzási ellenállása:

$$R_{s \text{ röv}} = 31,2 - \frac{65}{4 \cdot 31,2} = 30,7 \Omega.$$

A megrövidített antenna kapacitív reaktanciája:

$$X_C = \sqrt{31,2 \cdot 65 - 31,2^2} = 32,4 \Omega.$$

A 394. ábra szerint:

$$K_x = 5,65.$$

A megrövidített függőleges sugárzó hosszúsága:

$$l_A = \frac{15\,000 \cdot 0,972}{2 \cdot 14,5} \left( 1 - \frac{32,4}{100 \cdot 5,65} \right) = 514 \text{ cm.}$$

A kábelcsonk induktív reaktanciája:

$$X_L = \frac{65}{\sqrt{65/397 - 1}} = 61,4 \Omega.$$

A kábelcsonk hosszúságának a meghatározásához először  $T$  értékét számítjuk ki:

$$\text{tg } T = X_L / Z_0 = 61,4 / 65 = 0,945,$$



ennek alapján a szögfüggvény-táblázatból kiolvassa:

$$T = 43,3^\circ,$$

$$\sqrt{\varepsilon} = \sqrt{2,3} = 1,52$$

a kábelcsonk hosszúsága pedig:

$$l_K = \frac{83,3 \cdot 43,3}{14,15 \cdot 1,52} = 168,7 \text{ cm}$$

Az ellensúlyszálakra vonatkozóan:

$$M = 15\,000 / (14,15 \cdot 0,2) = 5300.$$

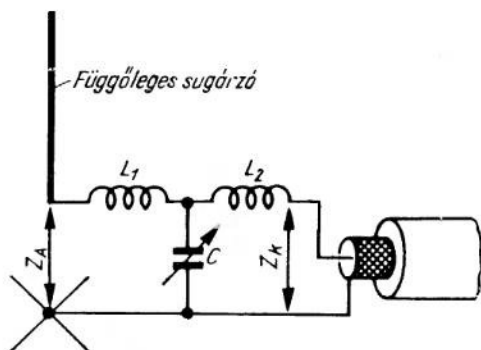
Az ehhez az  $M$  értékhez tartozó rövidítési tényező a 392. ábra alapján:

$$K_A = 0,978,$$

amivel

$$l_e = \frac{15\,000 \cdot 0,978}{2 \cdot 14,15} = 519 \text{ cm.}$$

B) A koaxiális kábelt elegánsan illeszthetjük az antenna talpponti ellenállásához *W. Seefried*, drezdai amatőr transzformációs eljárásával. A kapcsolást a 395. ábra mutatja: nem más, mint egy T-tag, amelynek a villamos jellemzői a  $\lambda/4$ -hullámú impedancia transzformátorával egyeznek, és így annak a helyettesítésére szolgálhat. Az  $L_1$  és az  $L_2$  tekercsek induktivitása egyenlő; elhelyezésük olyan legyen, hogy ne legyenek csatolásban egymással. A tekercseket ajánlatos vastag huzalból, tekercstest nélkül elkészíteni; a menetek összenyomásával és széthúzásával az induktivitás bizonyos mértékig változtatható. A  $C$  jelű kondenzátor célszerűen levegődielektrikus forgó, ami szintén hozzájárul ahhoz, hogy az illesztő tag veszteségei a lehető legkisebbek legyenek. A méretezés rendkívül egyszerű. A követelmény az, hogy a kábel  $Z_k$  impedanciáját reflexió-mentesen illesszük az antenna  $Z_A$  bemenő impedanciájához. Az illesztő-tag impedanciája a



395. ábra. Seefried-féle illesztőkapcsolás

összefüggésből számítható, ahol

$$Z = \sqrt{Z_k \cdot Z_A}$$

összefüggésből számítható, ahol

$$Z = \omega \cdot L_1 = \omega \cdot L_2 = \frac{10^6}{\omega \cdot C_j} [\Omega]$$

és

$$\omega = 2\pi \cdot f.$$

A frekvencia értékét MHz-ben, a kapacitását pF-ban, az induktivitását  $\mu\text{H}$ -ban kell behelyettesíteni, az impedancia értékét pedig  $\Omega$ -ban kapjuk.

Gyakorlásképpen számítsuk ki az előző példában szereplő antenna és koaxiális kábel illesztésére alkalmas T-tag adatait. Impedancia-transzformátor alkalmazása esetén

természetesen nem szabad megrövidíteni a függőleges sugárzót, mert talpponti ellenállásának hatásos ellenállásnak kell lennie.

A függőleges sugárzóra vonatkozóan — éppen úgy, mint az előbb —

$$M = 530, K_A = 0,972$$

és a sugárzó hosszúsága:

$$l_A = \frac{15\,000 \cdot 0,972}{2 \cdot 14,15} = 515 \text{ cm.}$$

A sugárzási ellenállás — éppen úgy, mint az előbb —

$$R_s = Z_A = 31,2 \Omega.$$

A transzformátor impedanciája ezzel:

$$Z = \sqrt{Z_k \cdot Z_A} = \sqrt{31,2 \cdot 65} = 45,1 \Omega.$$

Az  $L_1$  és az  $L_2$  tekercsek induktivitása az

$$\omega \cdot L_1 = \omega \cdot L_2 = 45,1$$

összefüggésből:

$$L_{1,2} = \frac{45,1}{6,28 \cdot 14,15} = 0,506 \mu\text{H.}$$

A tekercsek átmérőjét és menetszámát az egysoros, hengeres tekercsekre vonatkozó összefüggések alapján határozhatjuk meg. A szükséges kapacitás értéke:

$$C = \frac{10^6}{Z \cdot \omega} = \frac{10^6}{45,1 \cdot 6,28 \cdot 14,15} = 250 \text{ pF.}$$

300 pF végkapacitású forgót célszerű választani, hogy a számítás folyamán figyelembe nem vehető tényezők hatását is kiegyenlíthessük. A szükséges kapacitás 200 pF értékű kerámikus kondenzátor és 100 pF végkapacitású forgó párhuzamosan kapcsolásával is létrehozható; gondolnunk kell azonban az állandó értékű kondenzátor mechanikai méretezésével kapcsolatban az adó teljesítményére is, és — minthogy az illesztő tag a tápkábel és az antenna között, vagyis szabad térben van — úgy kell elhelyeznünk, hogy az időjárás viszontagságai ne rongálják meg. A tapasztalatok szerint erre a célra jól megfelel a sajtolt műanyagból készült nagy csatlakozódoboz.

A hangolás — szokás szerint — térerősségmérő segítségével történik; nagyon hasznos a koaxiális kábelben kialakuló álló hullámok mérésére alkalmas berendezés is. Mindkét ismertetett illesztési módot a gyakorlatban, hosszabb üzemben kipróbáltuk. A különbség amatőr-eszközökkel nem észlelhető.

A ground-plane antennával kapcsolatban utalni kívánunk még arra a lehetőségre, amely rövid antennák villamos úton történő meghosszabbítását teszi lehetővé. Ismeretes az az eljárás, hogy az áram-táplálású antenna táplálási pontjába hosszabbító tekercset kapcsolunk; ennek azonban az a hátránya, hogy nagymértékben csökkenti a sugárzási ellenállást, és emiatt csökken az antenna hatásfoka. Előnyösebb módszer, ha az antenna meghosszabbítását a szabad végén elhelyezett ún. tetőkapacitással végezzük. Az  $l$  hosszúságú, alaphullámán gerjesztett antenna hosszabbítására szolgáló

tetőkapacitást képező lemez átmérője durván a

$$d = \frac{\lambda - 2,1 l}{9}$$

összefüggésből számítható; ha a hullámhosszát és az antenna hosszát  $m$ -ben adjuk meg, akkor a lemez átmérőjét is  $m$ -ben kapjuk meg. Tételezzük fel az előző példa kapcsán, hogy a szükséges

$$l_A = 5,15 \text{ m}$$

hosszúságú alumíniumcső nem áll rendelkezésünkre. Mekkora kell lennie a tetőkapacitást képező lemez átmérőjének, ha csak 4,40 m hosszú csövünk van, és az antenát  $l_A = 5,15 \text{ m}$  hosszúságnak megfelelő villamos értékre kell meghosszabbítanunk?

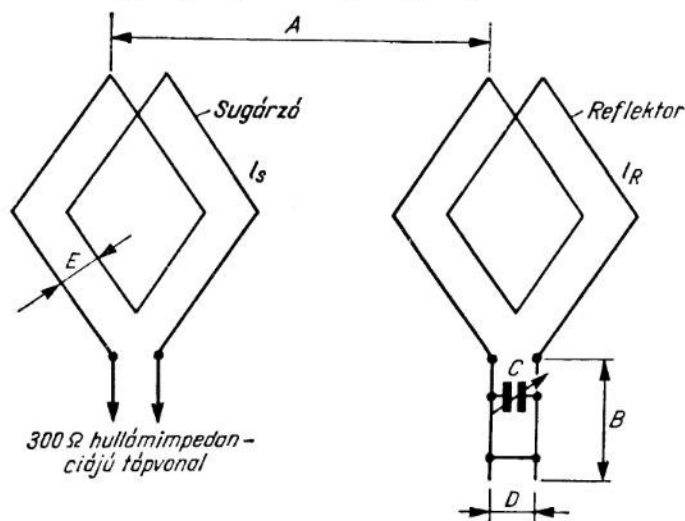
$$d = \frac{21,2 - 2,1 \cdot 8,8}{9} = 0,31 \text{ m} = 31 \text{ cm.}$$

A példával kapcsolatban meg kell jegyeznünk, hogy az  $l$  antennahosszúság helyére a  $\lambda/4$ -hullámú antenna hosszának a kétszeresét kell behelyettesítenünk, minthogy az antenna hosszúságába a földfelület alatti tükröképe is beleszámít.

A tetőkapacitásnak nem kell feltétlenül összefüggő lemezből készülnie; elegendő, ha sugárirányban elhelyezett vastag huzaldarabok végét köralakban meghajlított huzallal összekötjük.

#### 10.124 A „cubical quad”-antenna

A számtalan irányító hatású antenna közül befejezésül még a „cubical quad” néven ismert, kiváló tulajdonságokkal rendelkező antenntípust ismertetjük. Nyeresége — ha az antenna középpontja legalább  $3 \lambda/4$  magasságban van a Föld felszíne fölött —



396. ábra:

„Cubical quad”-antenna ( $A = 0,15 \lambda$ ;  $B = 0,05 \lambda$ ;  $I_s = 0,91 \lambda$ ;  $I_r = 0,95 \lambda$ ;  $D = 10 \sim 15 \text{ cm}$   
 28 MHz-en,  $2 \sim 2,5 \text{ cm}$ , 100 MHz-en;  $C = 5 \sim 50 \text{ pF}$   
 28 MHz-en,  $3 \sim 30 \text{ pF}$ , 100 MHz-en;  $E < 20 \text{ cm}$   
 28 MHz-en,  $5 \text{ cm}$  100 MHz-en)

7 dB. Nagy előnye ennek az antennatípusnak, hogy megépítéséhez nincs szükség alumíniumcsőre; a sugárzó is és a reflektor is 1,5–2 mm átmérőjű vörösréz-huzalból készíthető. Az antenna elrendezését és méreteit a 396. ábra közli. Ügyelni kell a rögzítési pontokon a jó szigetelésre (kalit-csigák). Az antennát kb. 40 mm átmérőjű gázcsőre szerelhetjük; minthogy csak az egyik irányba sugároz, forgathatónak kell lennie. A tartószerkezet csomómentes gömbfából készíthető. Gömbfa alkalmazása esetén a sarkok és a keresztvezetések 20–25 mm átmérőjű gázcsőből készült szerelvényekkel köthetők össze. A gömbfa-rudakat pontosan kell illeszteni és keresztcsavarokkal kell rögzíteni. Az egész tartószerkezetet az időjárás viszontagságainak ellenálló, többszörös védőfestéssel kell ellátni.

Ezzel az antennatípussal kb. ugyanakkora teljesítmény-nyereség érhető el, mint a jó, 4-elemes Yagi-antennával. Az irányítás jósága a hátrafelé történő sugárzásra vonatkoztatva legalább 30, oldalirányba történő sugárzásra vonatkoztatva 50–70 dB. A horizontális sugárzási diagram nyílásszöge kb. 120°. Az antenna hangolása — amelynek ebben az esetben is a végleges, üzemi helyzetben kell megtörténnie — csupán a reflektor rövidzárjának a beállításából áll; a rövidzár helyét ugyanúgy kell megállapítani, mint a 4-elemes dipól-függőnynél. A hangolás — a Yagi-antennához hasonlóan — kétféleképpen történhet. Ha az a célunk, hogy a főirányban a lehető legerősebb legyen a sugárzás, akkor a térerősség-mérőt az antenna előtt helyezük el, és a rövidzart abba a helyzetbe állítjuk, amelyikben a sugárzás a legerősebb. Ha arra törekszünk, hogy minél nagyobb legyen az irányítás jósága, akkor a térerősség-mérőt a reflektor mögött helyezük el, és sugárzás-minimumra hangolunk. A reflektor talppontjában — tehát a tápvonal-darab csatlakozási pontján — kis (28 MHz-en 5–50 pF) kapacitású forgókondenzátort célszerű beépíteni. A kondenzátort hangolás közben igen lassan kell forgatni, minthogy a rezonancia rendkívül éles.

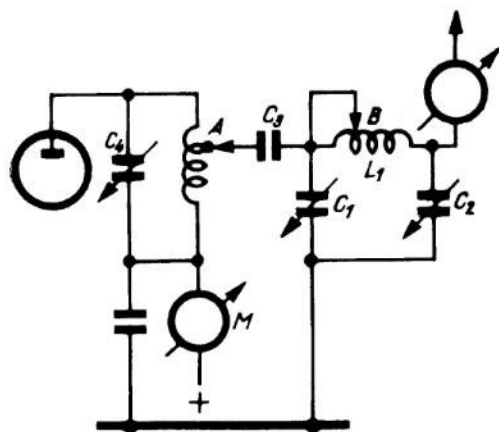
#### 10.125 Az antenna, illetőleg a tápvonal csatolása az adóhoz

A dipóllal, a Fuchs-antennával és a Zeppelin-antennával kapcsolatban már ismertettünk néhány táplálási lehetőséget. Egyeses vonalú antennák és tápvonalak csatolásának további módja az ún. Collins-szűrő alkalmazása; ennek több előnyös tulajdonsága van.

Ezek:

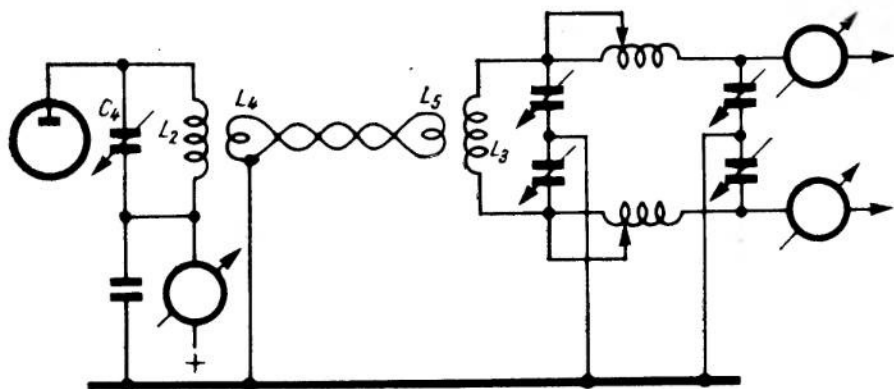
1. A Collins-szűrő segítségével az antenna impedanciája a végfokozat anódkörének az impedanciájához illeszthető.
2. Nagymértékben hozzájárul a harmonikusok elnyomásához.
3. A Collins-szűrő segítségével a nem pontosan az amatőrsávra méretezett antenna is rezonanciára hangolható.

A szűrő kapcsolása a 397. ábrán látható. A  $C_1$  és  $C_2$  jelű kondenzátorok végkapacitása 300–500 pF, kezdőkapacitásuk minél kisebb legyen. A  $C_3$  jelű kondenzátor 300–500 pF kapacitású és nagy átütési szilárdságú legyen. Ha a szűrőnek 3,5 MHz-től



397. ábra. Collins-szűrő

28 MHz-ig valamennyi amatőrsávon működni kell, akkor az  $L_1$  jelű tekercsnek 60 mm átmérőjű kerámiatestre tekercselt kb. 25 menetből kell állnia. A veszteségek csökkentése érdekében minél nagyobb átmérőjű, ezüstözött huzalt alkalmazunk. A szűrő hangolását — cső-rongálódások elkerülése végett — csökkentett anódfeszültség mellett kell végezni. Először is kikapcsoljuk az A leágazást, és az anódkört a  $C_4$  jelű kondenzátorral rezonanciára hangoljuk (rezonancia esetén az M jelű műszeren átfolyó áramnak minimuma van); a  $C_1$  és a  $C_2$  jelű kondenzátorokat középső állásba forgatva, ismét visszakapcsoljuk az A leágazást, majd a  $C_1$  jelű kondenzátorral — anélkül, hogy a  $C_4$  jelű kondenzátor beállítását megváltoztatnók — ismét rezonanciára hangolunk. Ez úgy történik, hogy a  $C_2$  jelű kondenzátort kis értékkel jobbra, majd



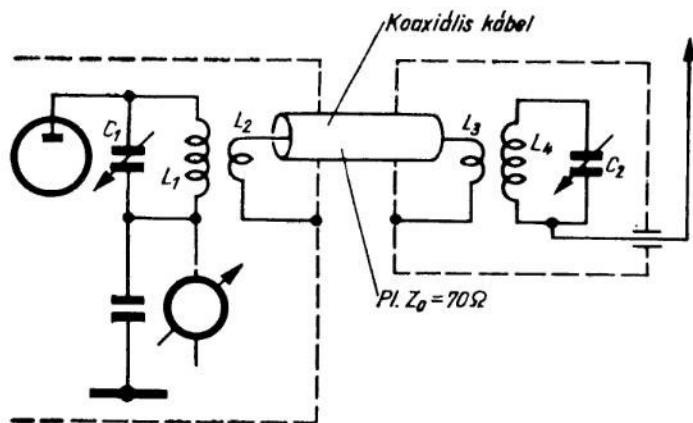
398. ábra. Szimmetrikus Collins-szűrő

balra forgatva, a  $C_1$  jelű kondenzátor segítségével az M műszeren beállítjuk az antenna által történő legnagyobb mértékű energiaelszívásra jellemző maximális áramerősség-értéket. A B jelű érintkezővel annál több menetet kell rövidrezárni, minél rövidebb hullámú sávon dolgozunk. Ha új antennát kapcsolunk az adóhoz, akkor a legnagyobb teljesítmény-felvételt az A és B jelű leágazások helyének a megváltoztatásával állítjuk be. Az ismertetett módszer kétségtelenül sok időt vesz igénybe, azonban megéri a fáradságot. Ha a B leágazás helyét már minden sávban megállapítottuk, akkor a csúszó érintkező helyett kapcsolót is alkalmazhatunk, amelynek egyes állásaiban több kevesebb menetet rövidrezárunk; erre a célra kerámia-lapra szerelt, jó érintkezést adó kapcsolót kell alkalmazni.

Szimmetrikus antenna vagy Lecher-vezeték csatlakozása esetén a 398. ábra szerinti szimmetrikus szűrőt alkalmazhatjuk; tekercseinek és kondenzátorainak a méretezésére a fentebb mondottak érvényesek. Szimmetria-okokból földelt forgórészű forgókondenzátorokat célszerű alkalmazni.

Olyan helyeken, ahol egymástól távol elhelyezett rezgőköröket kell egymáshoz csatlakoztatni, a 398. ábrán is látható csatoló-vezeték (link csatolás) alkalmazhatjuk. Az  $L_4$  és az  $L_5$  jelű tekercsek 1–2 menetűek, és szoros csatolásban vannak az  $L_2$ , ill.  $L_3$  jelű tekercsrel; az  $L_4$  jelű tekercs az  $L_2$  jelű tekercs hideg végéhez csatlakozik. A veszteségek akkor a legkisebbek, ha a csatoló-vezeték két vastag sodratból áll. A  $C_4L_2$  rezgőkör hideg vége földelt, vagyis a földhöz képesti kapacitását tekintve aszimmetrikus. Ennek az lehet a következménye, hogy a két antenna-vezetőben különböző

erősségű áram folyik. Ezt az aszimmetriát bizonyos mértékig kiegyenlíthetjük azért, hogy az  $L_4$  jelű tekercs meleg végét földeljük. Ha ellenütemű végfokozat RF teljesítményét csatoljuk ki csatolóvezeték segítségével, akkor az  $L_4$  jelű tekercs közepét kell földelni.

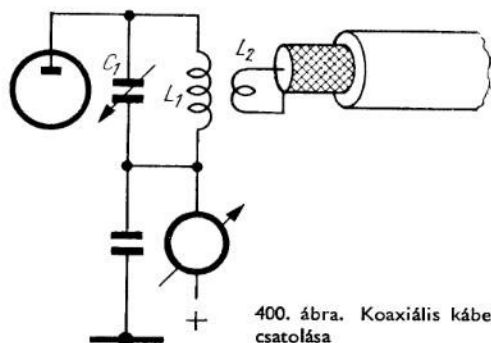


399. ábra. Antennatáplálás koaxiális kábellel

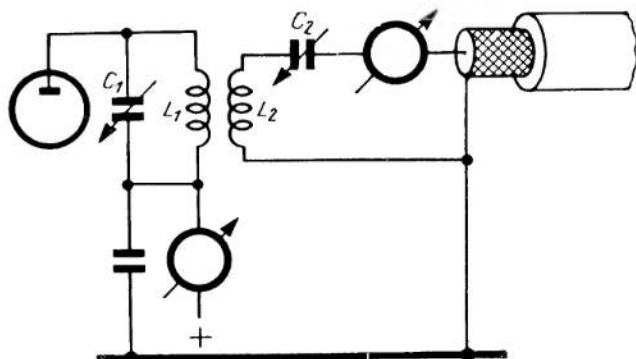
Röviden utalunk még a csatoló-vezeték további alkalmazási lehetőségére; ha *Windom*-antenna egyhuzalos tápvezetékét hosszabb darabon kell a lakáson átvezetnünk, akkor tartanunk kell attól, hogy a világítási hálózat átveszi a RF rezgéseket, és vételi zavarokat okoz. A RF energia továbbítását ebben az esetben a 399. ábra szerinti, kis ellenállású, nem sugárzó, koaxiális kábellel készült csatoló-vezetékkel oldhatjuk meg. Az anódkör és az antenna-kör egymástól távol van, a kábel pedig a falon vezethető. A kábel kb. 10 m hosszúságú lehet; ügyelni kell arra, hogy villamoshosszúságane érje el  $\lambda/4$ -et. A  $C_2L_4$  antenna-kört az üzemi hullámhosszáknak megfelelően kell méretezni. Az  $L_2$  és az  $L_3$  tekercs 1–3 menetből áll, és szorosan kell csatolni a megfelelő rezgőköri tekercsekhez.

#### 10.126 Koaxiális kábel illesztése az adóhoz

Ha az antennát — pl. *Yagi*-antennát — koaxiális kábelen át tápláljuk, akkor a minél kisebb veszteségű energiatovábbítás szempontjából a kábelnek nemcsak az antennához, hanem az adó végfokozatához való helyes illesztése is fontos. A csatolás legegyszerűbb módja a 400. ábrán látható. Az  $L_2$  jelű tekercs az  $L_1$  jelű tekercs hideg végéhez csatlakozik. Mint-hogy a kábel impedanciája kisebb, mint az anódköré, azért az  $L_2$  tekercs menetszámának kisebbnek kell lennie az  $L_1$  tekercsénél; általában vastag huzalból készült, 1–3 menetből áll. A két tekercs közötti csatolás változtatható le-



400. ábra. Koaxiális kábel csatolása

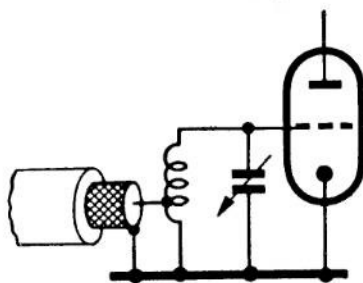


401. ábra. Koaxiális kábel csatolása

gyen, hogy ezáltal be lehessen állítani az antenna legnagyobb teljesítményfelvételét. Ha a két tekercs közötti csatolást megváltoztatjuk, akkor a  $C_1$  jelű kondenzátor segítségével újra rezonanciára kell hangolnunk.

A 401. ábra olyan kimenő kapcsolást mutat be, amely lehetővé teszi az összekötő vezeték induktivitása által okozott meddő terhelés kompenzálását. A  $C_2$  jelű kondenzátor kis (kb. 75 pF végkapacitású) levegő-dielektrikumú trimmer. Az  $L_1$  és az  $L_2$  jelű tekercs közötti csatolást itt is változtathatóan célszerű kiképezni.

Vevőkészülék bemenő körének a csatlakoztatása koaxiális kábelhez értelemeszerűen a 402. ábrának megfelelően végezhető. Kapacitív csatolás is lehetséges, ha a kábel belső vezetőjét kis kapacitású trimmeren keresztül a rezgőkör meleg végéhez csatlakoztatjuk. Vevőkészülék elé



402. ábra. Koaxiális kábel csatolása a vevőhöz

is kapcsolhatunk Collins-szűrőt, és alkalmazhatunk hangolt vevő-antennát is. Ez a megoldás kezelési szempontból bizonyos mértékig hátrányos, azonban megnöveli a készülék érzékenységét, ami pedig — főképpen kis vevőknél — rendkívül lényeges. Ezzel a rövidhullámú antennákkal foglalkozó fejezet végére értünk, és áttérünk az URH antennákra, amelyeknek a nagysága és gyakran az alakja is lényegesen eltér a rövidhullámú antennákétól. A következő fejezet az URH antennák technikai és konstrukciós sajátosságait tárgyalja.



## 11.1 AZ URH-ANTENNÁKRA VONATKOZÓ ALAPISMERETEK

Az URH-antennák és a hosszabb hullámú antennák fizikai alapelvei azonosak; az URH-antennák kivitele és alkalmazási területe azonban lényegesen eltér a rövidhullámú antennákétól. Az antenna mérete mindig arányos a hullámhosszúsággal, ennek következtében az URH antennák kisméretűek lehetnek. Több URH-antennát egyesíthetünk tehát egyetlen, irányító hatású antennarendszerré, anélkül, hogy túlságosan nagy helyre volna szükségünk. A frekvencia növekedésével egyre csökkenő adóteljesítményekért némileg kárpótol az, hogy az irányító hatású antennák hatásfoka ugyanakkor egyre javul. Az URH-tartományban dolgozó amatőr az adó- és vevőtechnikán, morzén stb. kívül igen közeli kapcsolatba kerül a legkülönbözőbb irányítóhatású antennarendszerekkel is.

Az URH-antennákkal kapcsolatban a következőket kell figyelembe vennünk:

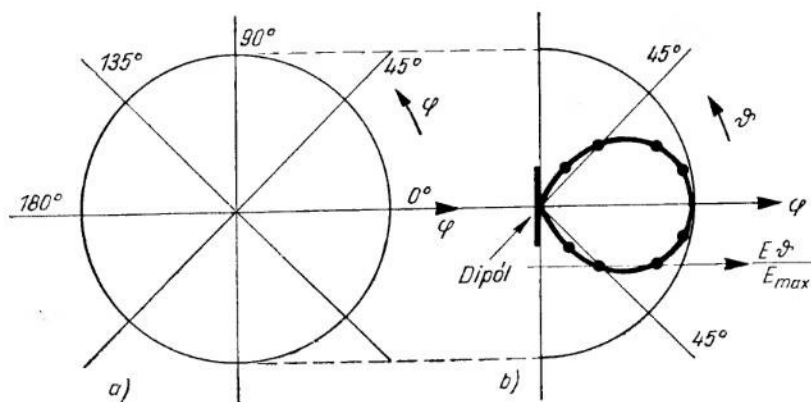
1. Valamennyi antenna polarizált elektromágneses hullámokat sugároz ki; a villamos térerősség vektora az antenna síkjában fekszik.
2. A frekvencia növekedésével nő az összekötő vezetékeken létrejövő veszteség is. A legjobb megoldás az volna, ha az adót és a vevőt az antennával együtt a háztetőn helyezhetnők el és távműködtethetnők. Sajnos, erre többnyire nincs mód. A tápvonal mindenestre a lehető legrövidebb legyen.
3. Az URH-antenna hatásossága az antenna felületével arányos. A 4-elemes antennának a dipólra vonatkoztatott nyeresége 430 MHz-en ugyanakkora lehet, mint pl. 144 MHz-en; a felvett teljesítmény ezzel szemben 430 MHz-en harmadrésze a 144 MHz-en felvett teljesítménynek. Ha ugyanakkora teljesítményt akarunk felvenni, akkor mindkét frekvencián azonos hatásos felületű antennát kell alkalmaznunk.
4. Az irányító hatású antennákkal elérhető nyereség rendszerint igen nagy, sáv szélességük viszont többnyire rendkívül kicsi. Ha szélesebb frekvenciasávon kívánunk dolgozni, akkor az antennát a táplálás módjának, a sugárzó fajtájának, a vezető keresztmetszetének stb. megfelelő megválasztásával szélessávúvá kell kiképezniük.

Mielőtt ismertetnők az egyes antennatípusokat, előbb még néhány megjegyzést kívánunk fűzni az antennaépítéshez használt anyagokhoz. A tápvonal akár koaxiális kábel, akár URH-szalagkábel lehet; nagyobb teljesítmény esetén calitból készült távolságtartó rudakkal szerelt, párhuzamos vezetőjű tápvonal („tyúklétra”) alkalmazása ajánlatos. A hosszabb hullámokon dolgozó amatőrök rendszerint huzalból készíthetik az antennájukat; az irányító hatású URH-antennákhoz merev alumínium-, vörösréz- vagy sárgarézrudakat vagy csöveket kell használni; átmérőjük 3 és 15 mm között változhat. Az antennát az időjárás viszontagságai ellen lakk-bevonattal kell ellátni; a lakkozásnak természetesen nem szabad veszélyeztetnie a jó érintkezést.

Az irányító hatású antennák tartószerkezete legelőnyösebben keményfa-rudakból készíthető, amelyeket könnyű szigetelő keretű összeállítani és alumíniumcsőből készült állványra szerelni. Minthogy az antenna méretei a hullámhosszával pontosan arányosak, elegendő, ha a méreteket csak egy frekvenciára, ill. amatőrsávra határozzuk meg; a más frekvencia esetén érvényes méreteket állandó tényezővel való szorzás útján kapjuk meg.

## 11.2 EGYELEMES IRÁNYSUGÁRZÓK

Valamennyi URH-antenna alapja a Hertz-féle dipól. Ez olyan különleges rezgőkör, amelynek a  $\lambda/2$ -hullámú hosszúsága mentén a kapacitás és az induktivitás egyenletesen oszlik meg. Ha a dipól hossza éppen a gerjesztő RF rezgés hullámhosszágnak

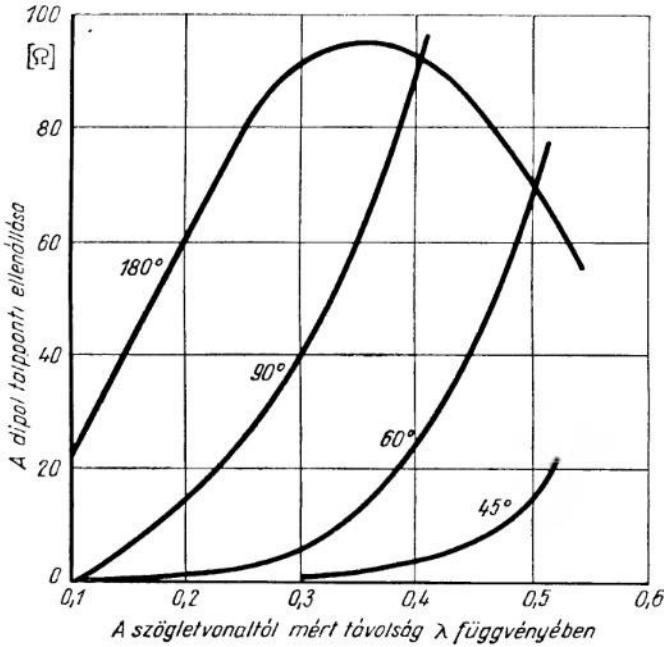


403. ábra. Dipól sugárzási diagramjai

a felével egyenlő, akkor rezonanciában van, és bemenő impedanciája hatásos ellenállás, az ún. sugárzási ellenállás. A  $\lambda/2$ -hullámú dipól sugárzási ellenállása  $70 \Omega$  körül érték, az egészhullámú dipólé  $2000 \Omega$ . Ezek az adatok csak középen táplált dipólokra érvényesek. A dipól horizontális és vertikális sugárzási diagramját a 403. ábra mutatja. Mint látható, az antenna vonalán át fektetett síkokban irányító hatás mutatkozik; ez az irányító hatás természetesen nem nagymértékű. Ha a dipólt reflektor-függöny előtt helyezük el, akkor a dipól és a reflektor közötti megfelelő távolság esetén lényegesen megnő az irányító hatás. Ezt a jelenséget valamennyi egyelemes antennánál felhasználják az irányító hatás növelésére.

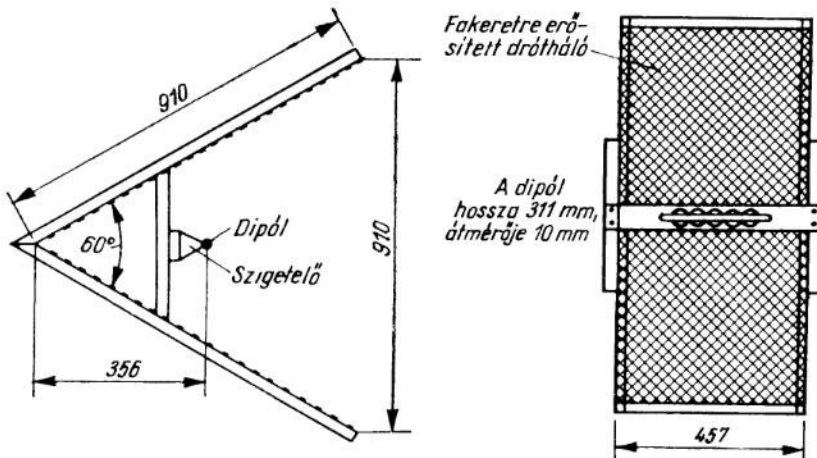
### 11.21 A sarokreflektor

Egyszerű szerkezetű, igen jó irányító hatású antennához jutunk, ha a dipólt nem reflektor-függöny elé, hanem reflektáló szögletbe helyezük. A talpponti ellenállás a dipólnak a szöglettel való távolságával és a reflektor-falak nyílásszögével változik.  $0^\circ$  és  $180^\circ$  között minden nyílásszög esetén található olyan pont a szögfelezőn, amelyben a dipól talpponti ellenállása változatlan értékű. A 404. ábra a talpponti ellenállást a dipólnak a

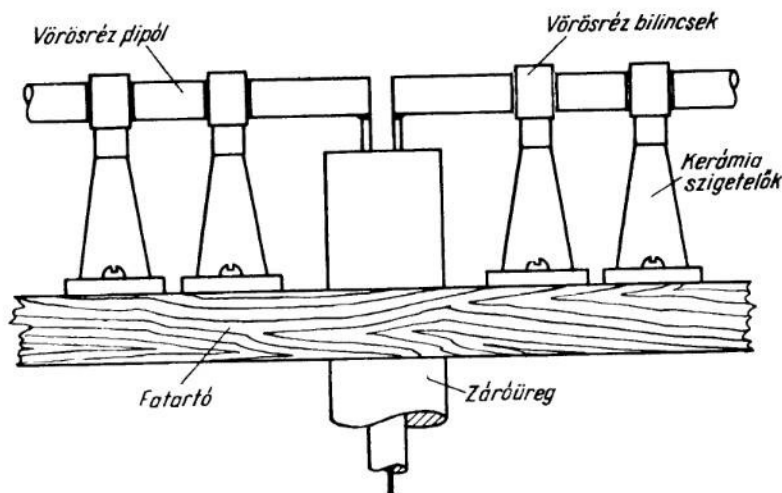


404. ábra. Sarokreflektor befolyása a dipól sugárzási ellenállására

szögletvonaltól mért távolsága függvényében ábrázolja, mégpedig  $180^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $60^\circ$  és  $45^\circ$  nyílásszög esetén. Hogy minél kisebbek legyenek a transzformációs veszteségek, a dipól távolságát úgy választjuk meg, hogy talpponti ellenállása kb.  $70 \Omega$  legyen. A 405. ábra a 70 cm-es sávban működő sarokreflektor-antenna gyakorlati kivitelét és méreteit ábrázolja. A reflektáló felületek akár bádoglemezből, akár fakeretre szerelt



405. ábra. Sarokreflektor szerelési rajza

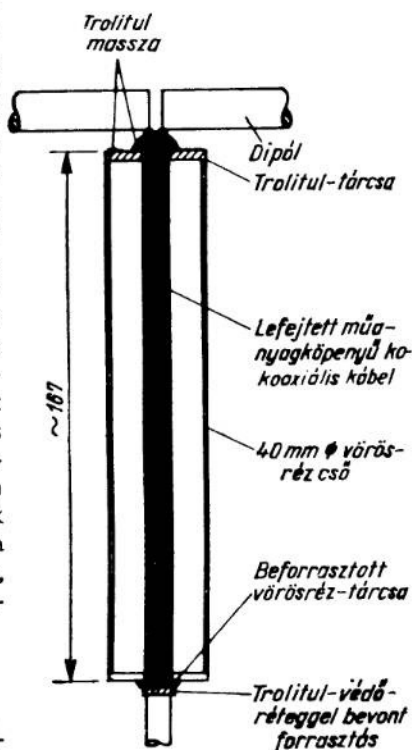


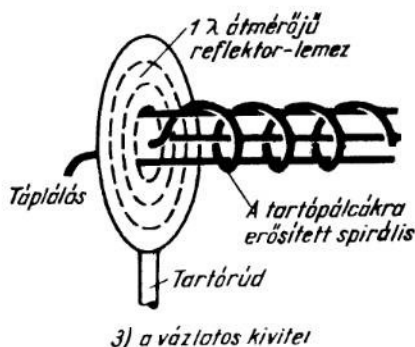
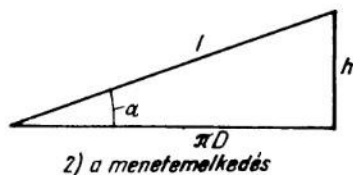
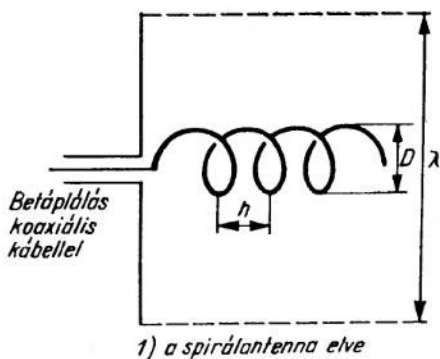
406. ábra. A dipól rögzítése

dróthálóból készíthetők; a szélnyomást is figyelembe véve, előnyben kell részesítenünk a dróthálót. A drótháló lyukmérete ne legyen nagyobb  $\lambda/10$ -nél. Jól megfelel erre a célra a 20–30 mm lyukméretű drótháló. A dipólt, mint a 406. ábra mutatja, négy, faszervezetre erősített kerámia-szigetelő tartja. A dipól teljes hosszúsága nem a két fél-dipól hosszának az összegével egyenlő, hanem a közepén levő hézag is beleszámít. Ha a dipólt koaxiális kábelen át kívánjuk táplálni, akkor szimmetrizáló tagot (balun) kell közébkötnünk. Erre a célra jól megfelel a 407. ábrán bemutatott  $\lambda/4$ -hullámú, vörösréz-köpenycsöves zárőreg. Az antenna nyeresége 12 dB, ami 15-szörös teljesítmény-növekedésnek felel meg. Az átviteli sáv szélessége elég nagy. Az irányító hatás növelése érdekében több sarokreflektort egyesíthetünk egyetlen rendszerre. Ha két ilyen antennát egymástól  $\lambda$  távolságban helyezünk el, akkor a nyeresége 16 dB-re emelkedik. Ha tetőre szereljük, gondolnunk kell a szélnyomásra, és a forgató szerkezetet ennek figyelembevételével kell elhelyeznünk.

## 11.22 A parabola-antenna

200 MHz-nél nagyobb frekvenciákon gyakran alkalmaznak parabola reflektort, amely horizontálisan és vertikálisan egyenlő értékű nyalábolást

407. ábra.  $\lambda/4$ -hullámú zárőreg



408. ábra. Spirál-antenna

menetemelkedési szöge:  $14^\circ$ ,

menetszáma: 6,5,

anyaga:

18 mm átmérőjű, 2 mm falvastagságú alumínium-cső.

tesz lehetővé. Elve ugyanaz, mint a gépjárművek fényszórójáé, amely a pontszerű fényforrásból kibocsátott sugarakat parabolatükör segítségével párhuzamos sugáryalábbá alakítja át. A nyálábolás mértékét a parabola-tükör átmérője határozza meg. A  $20 \lambda$  nyílású tükör félteljesítményű sugárzási szöge  $5^\circ$ . Mint ezekből az adatokból is látható, a 70 cm-es sávon parabola-antenna alkalmazása még nagyon nehézkes volna (az átmérőjének 14 m-nek kellene lennie!). A parabola-antennák alkalmazása éppen ezért a centiméterhullámokra korlátozódik.

### 11.23 A spirálantenna

Az eddig leírt antennatípusok lineárisan polarizált hullámokat sugároznak ki. Bizonyos esetekben előnyös lehet, ha a kibocsátott hullámok körkörösén polarizáltak. Mint a 408. ábra mutatja, ehhez az egyik végén reflektor-tárcsával lezárt, megfelelő menetemelkedésű spirálantennára van szükség. A legmegfelelőbb menetemelkedési szög  $14^\circ$ , az antenna talpponti ellenállása  $120 \Omega$ . Legalább három menetűnek kell lennie. 7–10 menetnél többet nem érdemes alkalmazni, mert további javulást már nem eredményez. A 70 cm-es sávban működő spirálantenna adatai:

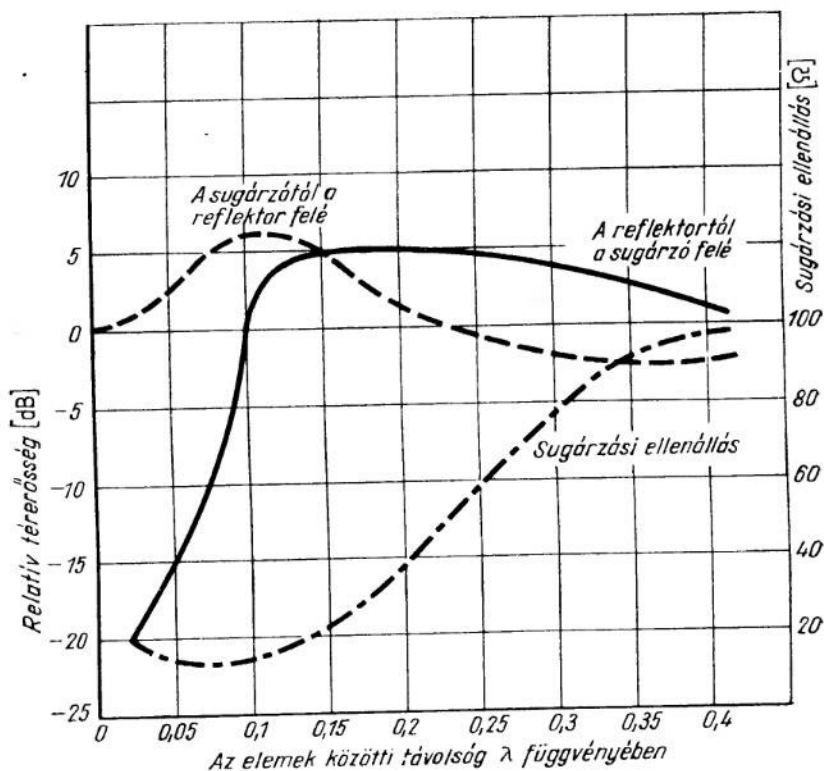
átmérője:  $D = 210 \text{ mm}$ ,menetemelkedése:  $h = 170 \text{ mm}$ ,

### 11.3 TÖBBELEMES IRÁNYSUGÁRZÓK

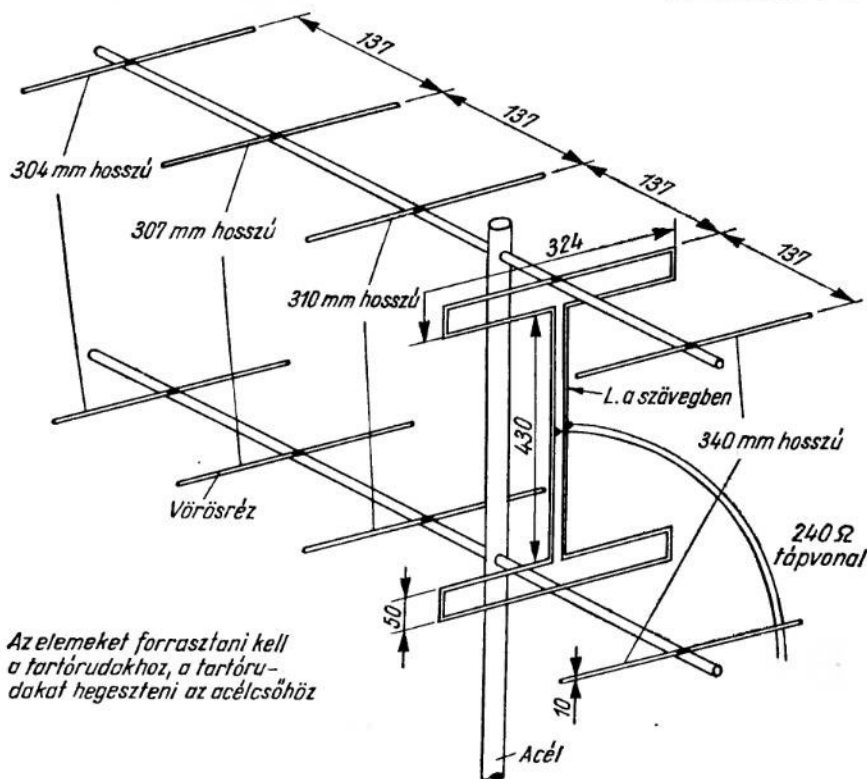
Ebben a fejezetben olyan antennákat ismertetünk, amelyek — ellentétben az eddig leírtakkal — több elemből állnak; az egyes elemek közötti csatolás vagy közvetlenül, vagy az elektromágneses tér útján jön létre. Az eddig ismertetett antennákat „egykörös” (egy rezonancia-elemmel bíró), a most sorrakövetkezőket „többkörös” antennáknak tekinthetjük.

#### 11.31 A Yagi-antenna

A félhullámú dipól irányító hatása megnő, ha egy reflektorral sugárzás útján csatolásba hozzuk. A reflektor — hosszúságától függően — induktív vagy kapacitív hatású lehet. A Yagi-antenna a táplált antennaelemből, több direktorból és egy reflektorból áll. A 409. ábrán közölt diagram azt mutatja, hogy a sugárzó és a reflektor közötti távolságtól. Ha az antennát még több direktorral is kiegészítjük, akkor sugárzási ellenállása olyan kis értékre csökken, hogy a hozzá való megfelelő illesztés nagyon nehézé válik; ez az oka annak, hogy sugárzóként nem egyenes, hanem hajlított dipólt, vagy kettős hajlított dipólt szoktak alkalmazni. A Yagi-antenna illesztése tehát meglehetősen nehéz



409. ábra. Yagi-antenna sugárzására vonatkozó diagramok



410. ábra. Kételemes Yagi-antenna elrendezése

feladat. A szomszédos épületek vagy fémtömegek nagy befolyást gyakorolnak az antenára, ami azt teszi szükségessé, hogy az antenna hangolását a tetőszerelés után végezzük. A 410. ábrán 5-elemes, kételemes Yagi-antenna elrendezési rajzát mutatjuk be. A megadott méretek 435 MHz-re érvényesek. A hajlított dipól sugárzási ellenállása  $40 \Omega$ ; az antennát  $240 \Omega$  hullámimpedanciájú, párhuzamos vezetőkkel álló tápvonalhoz kell illeszteni. Ha a két hajlított dipól közé  $140 \Omega$  hullámimpedanciájú, párhuzamos vezetőkkel álló tápvonal darabot kapcsolunk, akkor ennek a közepén találunk egy  $240 \Omega$  bemenő impedanciájú helyet. A két hajlított dipólt összekötő tápvonal darab ugyanabból a csőből készíthető, mint maguk az antennaelemek; a két cső közötti távolságnak  $16 \text{ mm}$ -nek kell lennie.

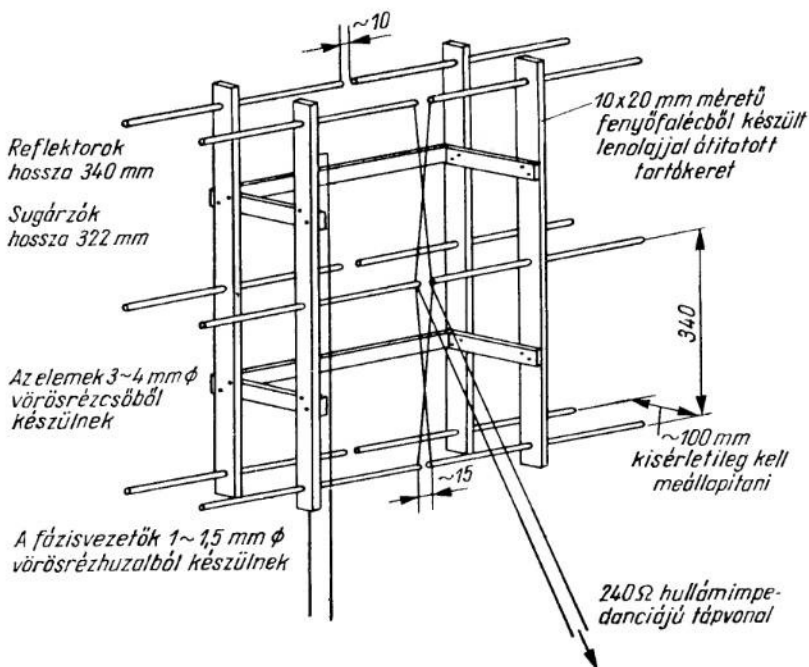
A Yagi-antenna vertikális sugárzási szöge meglehetősen nagy. Ez megnehezíti a  $70 \text{ cm}$ -es tartományban történő alkalmazását, minthogy — tekintettel arra, hogy az összeköttetés csak felületi hullám útján jöhet létre — a lehetőség szerint a Föld felületével párhuzamos sugárzásra kell törekedni.

### 11.32 Egészhullámú dipólfüggöny

A félhullámú dipól kis értékű bemenő ellenállása gyakran nehézséget okoz, éppen ezért a  $70 \text{ cm}$ -es sávban szívesen alkalmaznak egészhullámú dipólt, amelynek a talponti ellenállása  $800$  és  $1300 \Omega$  között van. Az áram- és feszültségeloszlás az egész-



hullámú dipól mentén nem egészen olyan, mint a félhullámú dipólnál: a feszültség-csomópontok nem a dipól-szárak geometriai közepén, hanem attól néhány %-kal távolabb vannak. Mindkét dipól-szárat szigetelten kell szerelni. A 411. ábra 12-elemes dipólfüggöny elrendezését mutatja be. Az egyes elemek 3 mm átmérőjű vörösrézcsőből készültek. A 6 táplált sugárzó sugárzási ellenállása — reflektorok nélkül — 300  $\Omega$ ; a reflektorok ezt az értéket 240  $\Omega$ -ra csökkentik. A tartószerkezet lenolajjal



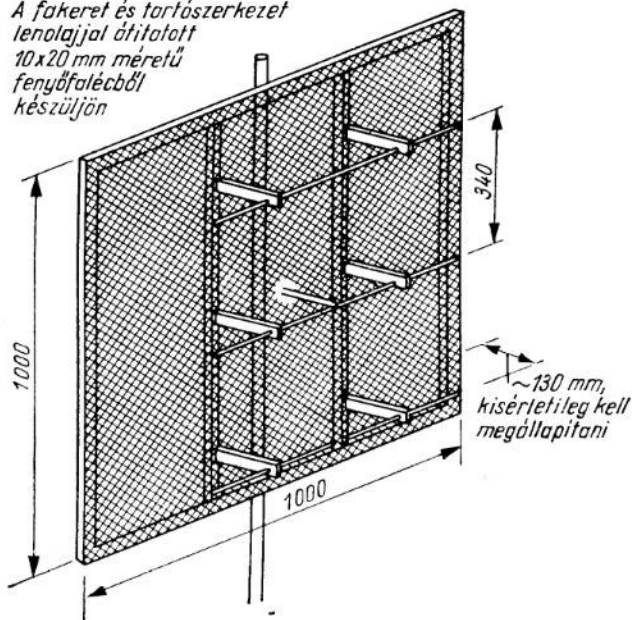
411. ábra. Egészhullámú dipólfüggöny

bőségesen átítatott fából készült. Az antennát úgy kell a tartószerkezetre, ill. a tartóárbocra szerelni, hogy teljes egészében az előtt helyezkedjék el, mert különben eltorzítja a sugárzási diagramot. Ezzel a dipólfüggönnyel elérhető antenna-nyereség 12 dB. Míg a Yagi-antennánál rendszerint parazita sugárzóként kialakított reflektort használnak, addig egészhullámú dipólfüggőnynél szívesen alkalmaznak reflektor-síkot. Ha a dipólfüggőnyt reflektor-sík elé helyezzük, akkor megjavul az irányítás jósága és megnő az antenna-nyereség is. Reflektor-síkként — tekintettel a szélnyomásra — ne használjunk bádoglemezt, hanem — a sarokreflektorhoz hasonlóan —  $\lambda/10$ -nél kisebb lyukméretű dróthálót. A reflektorsík párhuzamosan kifeszített huzalokból vagy csövekből is készíthető. Az antenna-nyereség csak kevéssé változik, ha a sugárzók és a reflektor-sík közötti távolság 0,1  $\lambda$  és 0,25  $\lambda$  között változik. E határok között van egy olyan távolság, amelyben az antenna sugárzási ellenállása a reflektor alkalmazása ellenére változatlan marad: ez a távolság 0,22  $\lambda$ .

A 412. ábra 435 MHz-re méretezett, reflektor-sík előtt elhelyezett 6-elemes dipólfüggőnyt mutat be. Ha a sugárzók és a reflektor-sík közötti távolság kb. 130 mm,

A sugárzók mérete  $311\text{ mm} \times 3\text{ mm} \phi$

A fakeret és tartószerkezet  
lenolajjal átitolt  
 $10 \times 20\text{ mm}$  méretű  
fenyőfalécből  
készüljön



412. ábra. Egészhullámú dipólfüggöny a 70 cm-es sávra

akkor az antenna bemenő ellenállása  $240\ \Omega$ . Az a legcélszerűbb, ha a sugárzók és a reflektor közötti távolság változtatható, és az antenna felszerelése után állíthatjuk be a legkisebb hullámosság alapján. A reflektor-sík  $\lambda/4$  távolsággal nyúljon túl minden irányban az antenna felületén. Ennek az antennának a nyeresége 14 dB.

## 11.4 KÜLÖNLEGES MIKROHULLÁMÚ ANTENNÁK

Az 1250 MHz-es és még nagyobb frekvenciájú sávokon az eddig ismertektől lényegesen eltérő antenna-típusokat alkalmaznak. Ismertebbek: a dielektromos sugárzók, a korong-antennák, a rés- és tölcsér-sugárzók, a parabola-tükrös dipól és a lencse-antenna. Rendkívül nagy helyet foglalna el, ha mindegyik típust ismertetni akarnók, de erre nincs is szükség, mert az amatőrnek, aki ezeken a hullámsávokon kíván dolgozni, mindenképpen segítségül kell hívnia a megfelelő speciális szakirodalmat. E könyv keretében csak az alaptípusokról emlékezünk meg.

Mallach vizsgálatai alapján lettek ismertek a dielektromos rúd- és köpenysugárzók. Trolitul-kúp csúcsán fémsapka ül, rajta koaxiális kábelon át táplált dipól. A dipól mélysége kb.  $\lambda/4$ , bemenő ellenállása ebben az esetben kb.  $130\ \Omega$ . Az antenna a  $2\lambda$ – $3\lambda$  hosszúságú trolitul-rúdban vezetett RF energiát kb.  $50^\circ$ -os szögben, nyalábolva sugározza ki. A tömör trolitulrúd helyett vékonyfalú dielektromos henger is alkalmazható. A korong-antenna hasonlít a Yagi-antennára, azonban direktorai korong-alakúak.

A hullám nyalábolása a korong szélén történő elhajlás révén következik be. 9 korong esetén az antenna-nyereség 16 dB. A sugárzási félszög  $26^\circ$ . A korong-antennákat G. V. Trentini ismertette.

Rés-sugárzónak a vezető anyagból készült lemezbe vágott, a közepén párhuzamos vezetőkből álló tápvonalon át táplált,  $\lambda/2$  hosszúságú nyílást nevezünk. A nyílás szélessége kb.  $\lambda/10$ . Bemelő ellenállása kb.  $300 \Omega$ . Hosszabb hullámokon is használják, olyan formában, hogy a vezető anyagból készült lemez helyett csupán a lemez körvonalára mentén végigfutó fém-keretet készítenek. Ennek az antenna-típusnak az a jellemző sajátága, hogy a kisugárzott elektromágneses hullámok mágneses és elektromos térerősség-vektorai a dipóléhoz képest felcserélődnek. Vízszintesen polarizált hullám vételéhez tehát függőleges rést kell használni.

Az elektromágneses hullámok négyszög-keresztmetszetű csőtápvonalban is vezethetők. Ha az így vezetett hullámokat nyalábolva kívánjuk kisugározni, akkor a csőtápvonal hullámimpedanciáját a szabad tér hullámimpedanciájához ( $377 \Omega$ ) kell illeszteni; a csőtápvonalat e célból tölcser-alakúra kell kitágítani (tölcser-sugárzó). Javul az irányítás jósága, ha az ilyen sugárzó elé még dielektromos lencsét helyezünk; ez akár fémlamezekből, akár műanyagból (polistírol-golyók) készülhet.

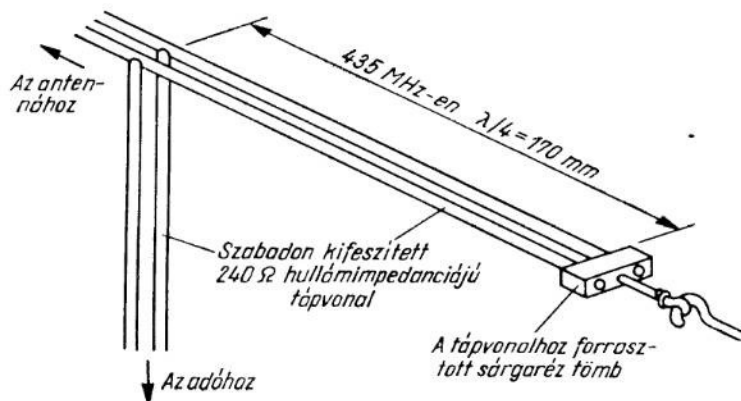
Az említett antenna-típusokat főképpen 20 cm-nél rövidebb hullámokon használják; itt csak a teljesség kedvéért emlékeztünk meg róluk.

## 11.5 ILLESZTÉSI ÉS TÁPVONALPROBLÉMÁK

Az ismertetett antennák táplálására akár párhuzamos vezetőkből álló tápvonal, akár koaxiális kábel alkalmazható. A lapos szalagkábel csillapítása 70 cm-en már nagyon nagy, éppen ezért csak akkor használható, ha a tápvonal hosszúsága nem nagyobb 5–10 m-nél. Van  $240 \Omega$  és  $300 \Omega$  hullámimpedanciájú szalagkábel is. A hullámimpedancia nem állandó értékű, hanem változik a levegő nedvességtartalmával, a szennyeződéssel és a vezetéknek a ház falához képest való elmozdulásával. Szalagkábel helyett jól használható a szabadon kifeszített kéthuzalos tápvezeték is. A  $240 \Omega$  értékű hullámellenállásnak az az előnye, hogy szimmetrizáló tag közbeiktatásával közvetlenül csatlakoztatható  $60 \Omega$  hullámimpedanciájú kábelhez. Ugyanez a helyzet  $75 \Omega$  hullámimpedanciájú kábel és  $300 \Omega$  hullámimpedanciájú szalagkábel esetén is. A hullámimpedanciák nemzetközi szabványosítása sajnos még nem történt meg.

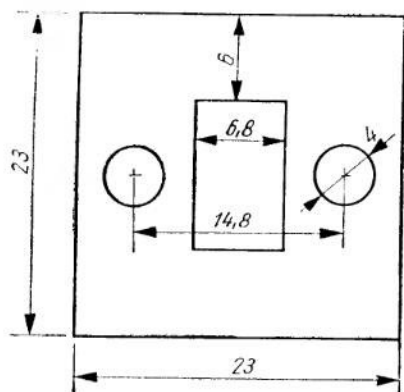
$240 \Omega$  hullámimpedanciájú tápvonalat készíthetünk 4 mm átmérőjű vörösréz huzalból; a két vezető közötti távolságnak 15 mm-nek kell lennie. A távolságot pontosan be kell tartani, éppen ezért a vezetékét feszítőcsavarok segítségével jól meg kell feszíteni, és trolitulból készült távolságtartó szerelvényeket kell alkalmazni. Felhasználhatjuk a  $\lambda/4$ -hosszúságú vezetőknek azt a tulajdonságát is, hogy egyik végén rövidrezárva, a másik végén az üzemi frekvencia számára végtelen nagy ellenállást képvisel. Az ilyen  $\lambda/4$ -hullámú vezetékdarabot *Lindenblad* nyomán „fémes szigetelő”-nek nevezzük. Kivitele a 413. ábrán látható. Az 5 mm vastag trolitul- vagy plexi-lemezből készült távolságtartó rajzát a 414. ábra mutatja. A közepén levő kivágásnak az a célja, hogy a dielektromos veszteségek a lehető legkisebbek legyenek.

A koaxiális kábel veszteségei kisebbek, és külső hatásokra kevésbé érzékeny. Alkalmazásával kapcsolatban rendkívül fontos a nedvességet biztosan át nem eresztő lezárás, ami úgy történik, hogy a kábel egyik végét műanyag-ragasztóval teljesen kiöntjük.

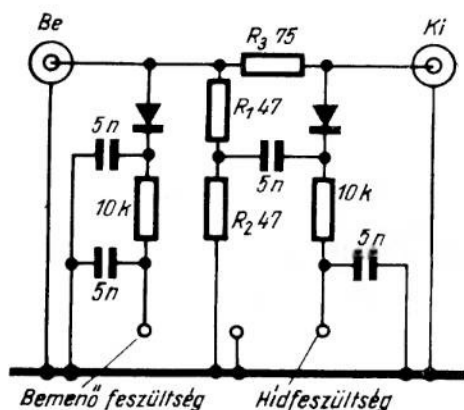
413. ábra.  $\lambda/4$ -hullámú szigetelő

A koaxiális kábeltől párhuzamos vezetőkkel készült tápvonalra történő áttérésnél alkalmazott szimmetrizáló tagot már ismertettük.

Az antennavezetés reaktanciája következtében álló hullámok keletkezhetnek, ami veszteséget okoz. Ezt a reaktanciát kb.  $\lambda/4$  hosszúságú, rövidrezárt vezetékcsontokkal kompenzálhatjuk; ezt a vezetékcsontot közvetlenül az antenna mögött helyezük el, és a legkisebb állóhullámviszony alapján állítjuk be az állítható rövidzárját. Ha egymástól  $\lambda/4$  távolságra két ilyen vezetékcsontot helyezünk el, akkor ezáltal igen nagy tartományban használható impedanciaillesztési lehetőséghez jutunk.



414. ábra. Trolitul-távolságtartó



415. ábra. Antennamérő-híd

A tápvonalon levő állóhullámviszonyt rendes körülmények között RF-ellenállásmérő hídral mérjük. A mérés alapja az a jelenség, hogy a vezeték impedanciája helyes illesztés esetén tiszta hatásos ellenállássá válik, a híd tehát ebben az esetben ki lehet nullázni. Nem ez a helyzet akkor, ha az illesztés nem kifogástalan; ilyenkor feszültség — aszimmetria keletkezik, amely annál nagyobb mértékű, minél nagyobb az állóhullámviszony. A 415. ábrán  $75 \Omega$  hullámimpedanciájú koaxiális kábel illesztésének a mérésére alkalmas hídkapcsolást mutatunk be. Minthogy fontos, hogy a RF bemenő feszültséget

állandó értéken tartjuk, a berendezés egyenirányítót és a bemenő feszültség mérésére szolgáló műszercsatlakozást is tartalmaz. A mérőműszer belső ellenállása minél nagyobb (kb.  $10 \text{ k}\Omega/\text{V}$ ), méréshatára  $5\text{--}10 \text{ V}$  legyen. Az  $R_1$  és az  $R_2$  ellenállások alkotják a híd állandó, az  $R_3$  és a kábel ellenállása a változó ágát. Az aszimmetria folytán keletkező feszültséget egyenirányítás után műszer méri. Gondoskodni kell a mérőhíd kifogástalan árnyékolásáról.

Az állóhullámmérő híd hangolásának a menete a következő: nyitott kimenő kapcsok mellett mérjük a bemenő feszültséget, majd rövidrezárjuk a kimenő kapcsokat, és a bemenő feszültség értékét az előbbi értékre állítjuk. Ha a hídműszer nem ugyanazt az értéket mutatja, mint az első esetben, akkor az annak a jele, hogy az  $R_1$  és az  $R_2$  ellenállások nem egyenlők. Ezután  $75 \Omega$  értékű ellenállással lezárjuk a kimenő kapcsokat, és kinullázzuk a hidat. Ha a műszer kitérése minden frekvencián állandó, akkor ebből arra következtethetünk, hogy a lezáró ellenállás és a vizsgált  $R_3$  értéke nem egyenlő. Ha a műszer kitérése a frekvencia változtatásával ingadozik, akkor ebből a hídkapcsolásban levő szórt reaktanciákra következtethetünk. Végül különböző hosszúságú kábeldarabokat zárunk le a  $75 \Omega$  értékű ellenállással, és ellenőrizzük, hogy reflexiómentes-e a lezárás. A kimenő kapcsokra különböző  $R_{tv}$  értékű ellenállásokat kapcsolva, a műszert közvetlenül az illesztési hiba értékében kalibrálhatjuk; az alapérték ebben az esetben a  $75 \Omega$  értékű ellenállás, az állóhullámviszony pedig  $R_{tv}/75$  vagy  $75/R_{tv}$ . A mérési pontosság gyakorlati célokra többnyire megfelel.

## 12.1 ÁLTALÁNOS ISMERTETÉS

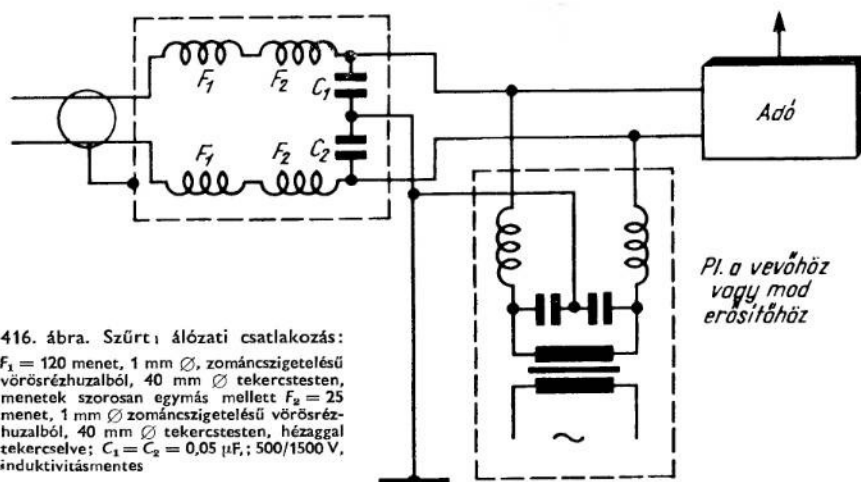
Az amatőr-engedély kézhezvétele és az állomás üzembehelyezése után rendszerint rövid idő elteltével jelentkeznek az első rádióhallgatók; vagy közvetlenül az amatőr-nél, vagy pedig a Posta zavarelhárító szolgálatánál. Akár ez, akár az a helyzet: a rádióvételben zavart hallgatók panaszait orvosolni kell.

Ha nincs más segítség, a Posta elrendelheti, hogy azokban az időpontokban, amelyekben a leggyakoribb a műsorvétel, az amatőrállomás nem működhet. De nem szabad hagynunk, hogy idáig fajuljon a helyzet. A tilalmi idő elrendelése amúgy sem tökéletes hatású csodaszer. Lássunk hát munkához, és igyekezzünk a zavarok forrását már a saját állomásunkban kiküszöbölni.

## 12.2 ZAVARSZŰRÉS AZ ADÓBAN

Az adóból kisugárzott RF energia sokféle vételi zavar forrása lehet; különösen a rövid RF impulzusok okoznak erős zavarokat.

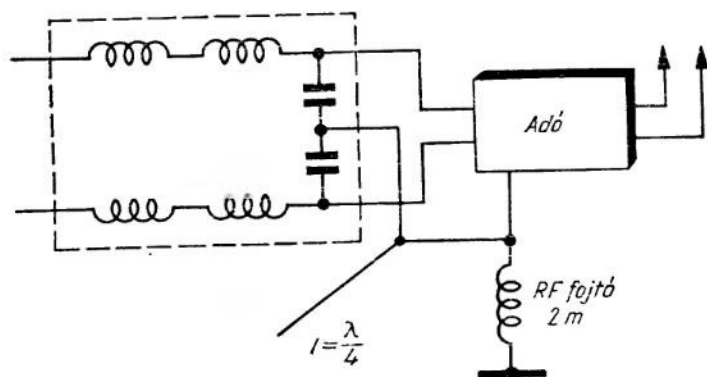
Az adóban keltett RF rezgések két úton juthatnak az idegen vevőbe: vagy a világítási hálózaton, vagy az antennán keresztül. Elsősorban a világítási hálózat közvetítésével terjedő zavaroknak kell útját állnunk; addig, ameddig az RF rezgések a ház valamennyi



416. ábra. Szűrő-álózáti csatlakozás:  
 $F_1 = 120$  menet,  $1\text{ mm } \varnothing$ , zománcszigetelésű  
 vörösrézhuzalból,  $40\text{ mm } \varnothing$  tekercstesten,  
 menetek szorosan egymás mellett  $F_2 = 25$   
 menet,  $1\text{ mm } \varnothing$  zománcszigetelésű vörösréz-  
 huzalból,  $40\text{ mm } \varnothing$  tekercstesten, hézaggal  
 tekercselve;  $C_1 = C_2 = 0,05\text{ } \mu\text{F}$ ;  $500/1500\text{ V}$ ,  
 induktivitásmentes

*Pl. a vevőhöz  
vagy mod  
erősítőhöz*

világítási vezetékében jelen vannak, értelmetlen minden más zavarelhárítási kísérlet. A megoldás; fojtótekercecsekből és kondenzátorokból álló szűrőket kell beépítenünk az adóhoz, ill. az egész állomáshoz vezető hálózati leágazásokba. A fojtótekercecseket és a kondenzátorokat a 416. ábrán bemutatott módon kell beépíteni. A szűrőt fém-dobozba kell helyezni, a dobozt pedig földelni kell. Olyan helyeken, ahol a konnektor és a készülék közötti vezeték nagyon hosszú, célszerű, ha ezt a hálózati csatlakozó vezetékét árnyékoljuk. Ha nem kapható árnyékolt vezeték, akkor magunk is előállíthatjuk a következőképpen: a vezetékkel párhuzamosan vörösréz sodratból álló csupasz segédvezetékét fektetünk ki, majd a kettőt átütött papirkondenzátorból kitermelt alumínium-fóliával szorosan körületekerjük, végül — az alumínium-fólia védelmére — az egészet valamilyen vászonszalaggal tekerescseljük körül. Az árnyékolás földelését a segédvezetékhez kötjük, még pedig a szűrő beépítési helyén. Célszerű az állomás egyes készülékeinek, mint pl. a vevőnek, a frekvenciamérőnek, a modulátorerősítőnek stb. RF szűrőkkel történő szétválasztása is. A modulátorerősítőnél ez mindenképpen elkerülhetetlen, tekintettel arra, hogy az ebbe jutó RF rezgések az erősítő gerjesztéséhez vezethetnek; a gerjedési hajlam a frekvencia növekedésével egyre erősebbé válik. A szűrő közepét földelni kell, ami további nehézségek forrása; ugyanis mindaz, amit általában „föld”-nek minősítenek, tehát: vízvezeték, gázvezeték, központi fűtés csőrendszere stb. céljainkra nem használhatók. A vízvezeték pl. nagyon hosszú, és szerteágazik az egész házban; ha tehát a földszinten lakó Szabóné vevőkészüléke antennájaként ugyanezt a vízvezetékét használja, akkor első kézből kapja meg az adóból származó RF rezgéseket, amelyek a vízvezetékén — éppen úgy mint az antennán — feszültségmaximumokat és feszültségcsomópontokat képeznek. A legjobb tehát a különálló földvezeték, amely elég nagy keresztmetszetű huzalból készül, és vagy csőföldeléshez, vagy legalább is az udvaron vagy a kertben levő vízvezeték-szakaszhoz csatlakozik. A postai távbeszélőhálózat földvezetékét nem szabad igénybevennünk. Ha nem tudunk használható földelést készíteni, akkor jobb, ha eltekintünk a berendezés RF földelésétől, hanem helyette inkább ellensúlyt alkalmazunk. Az ellensúly  $\lambda/4$  hosszúságú, kifeszített huzal legyen. Ebből az következik, hogy minden hullámsávon más-más ellensúlyra van szükségünk, illetőleg az, hogy az ellensúlyt hullámváltáskor előre elkészített bontási helyeken történő összekötés, ill.



417. ábra. Ellensúly és zavarszűrés



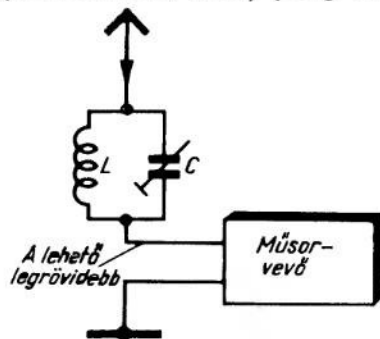
szétbontás révén meg kell hosszabbítanunk, ill. meg kell rövidítenünk. Az ellensúly lehetőleg ne haladjon világítási vezeték közelében, mert a rajta levő RF feszültség így a világítási hálózatba juthat.

Az adó egyen- és váltakozóáramú földelését 2 mH induktivitású RF fojtón keresztül csatlakoztassuk a vízvezetékhez (417. ábra).

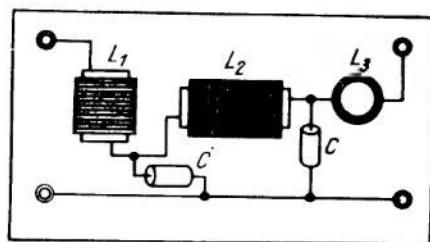
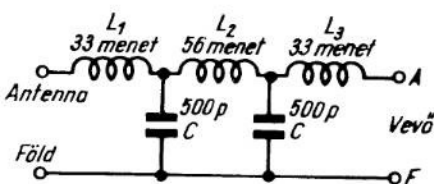
Az RF energiának a világítási hálózat közvetítésével történő — nem szándékosan előidézt — továbbterjedése egyes antennatípusok alkalmazása esetén könnyebben bekövetkezhet; főképpen a feszültségtáplálású antennák, pl. a Fuchs- és a Windom-antenna, és egyéb, Collins-szűrő segítségével rezonanciára kényszerített „drótok” okoznak gyakran vételi zavarokat, mert a tápvonalon levő nagy RF feszültség induktíve hat a világítási hálózatra. Éppen ezért a vételi zavarok által veszélyeztetett helyeken — elsősorban a városokban — áramtáplálású, vagy még inkább szimmetrikus antennák — tehát dipólok — alkalmazása ajánlatos. Ennek ellenére nem mindig sikerül az adónkból származó RF rezgéseket távoltartanunk a műsorvevő készülék antennájától; igyekeznünk kell tehát megakadályozni, hogy az antennáról a vevőkészülékbe juthassanak.

### 12.3 ZAVARSZÜRÉS A VEVŐBEN

A zavarszűrés egyik módja, ha a vevőkészülék antennavezetékébe — a 418. ábrának megfelelően — zárókört iktatunk; a zárókör  $L/C$  viszonya minél kisebb legyen (vagyis aránytalanul nagy kapacitású kondenzátort kell alkalmaznunk). Az ilyen zárókör mindenestre csak egy hullámsávon használható, mert záró hatása csak egy sávra terjed ki. Éppen ezért alkalmasabb a 419. ábra szerinti aluláteresztő szűrő; elkészítése a kapcsolási és elrendezési vázlat alapján nem okozhat nehézséget. A szűrő méretezése 400  $\Omega$  bemenő impedanciájú vevőkészülék feltételezésével történt, de jól használható minden vevőhöz, egyenes vevőtől superkészülékig egyaránt. A vágási frekvencia 1,7 MHz körül van; a szűrő tehát minden, ennél kisebb frekvenciát (tehát a közép- és hosszúhullámú sávban történő adásokat) korlátozás nélkül átengedi, a nagyobb frekvenciákat (a rövidhullámú sávot) pedig levágja.

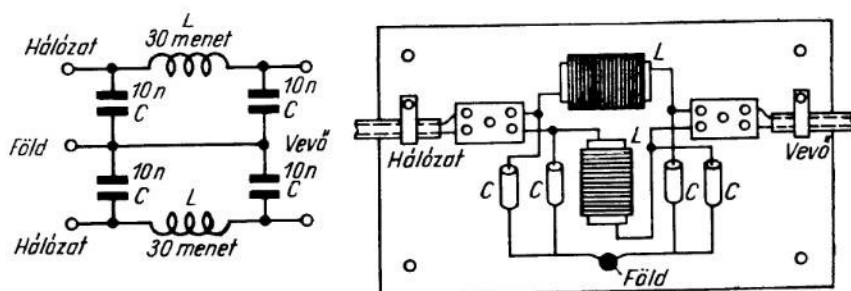


418. ábra. A vevő elé kapcsolt zárókör



419. ábra. A vevő elé kapcsolt aluláteresztő szűrő (a tekercsek 40 mm  $\varnothing$  tekercstesten, 0,1 mm  $\varnothing$  zománcszigetelésű vörösrézhuzalból készülnek)

Ha a RF energia az adóban alkalmazott rendszabályok ellenére a világítási hálózatba jut, és a vevőkészülék antennájába iktatott aluláteresztő szűrő ellenére zavarja a műsorvételt, akkor a vevő hálózati csatlakozásába a 420. ábra szerinti szűrőt kell kapcsolni. Ügyelni kell arra is, hogy az antenna- és a hálózati csatlakozó vezeték a lehető legrövidebb legyen, nehogy antennaként felvegye a zavaró rezgéseket. Legjobb, ha a szűrőket beépítjük a vevőkészülékbe. A hálózati csatlakozóvezetékbe épített szűrőnél be kell tartani az érintésvédelmi előírásokat.



420. ábra. Szimmetrikus hálózati szűrő

A legegyszerűbb és a zavarásnak leginkább kitett készüléktípus az egyhangoltkörös, egyenes vevő, amilyent még ma is nagyon sok rádióhallgató használ, éppen ezért indokolt, hogy külön megemlékezzünk róla. Zavarás iránti érzékenységének legfőbb oka rossz szelektivitása és árnyékolatlansága; ez utóbbi következtében az adó közvetlenül hat a hangolt kör tekercsére. A készülék zavarmentesítése a következőket kívánja meg:

1. Az antennába zárókört kell iktatni (többsávós üzem esetén több zárókör is kapcsolható egymás után).
2. A készülék „föld” szorítója és fémváza közé induktivitásmentes, 10 nF kapacitású kondenzátort kell kapcsolni; ugyancsak 10 nF kapacitású kondenzátoron keresztül földelni kell a tápláló hálózat mindkét sarkát, a hálózati kapcsolónak a készülék felőli oldalán.
3. A készüléket a vízvezetékhez való csatlakoztatás révén hatásosan földelni kell.
4. A doboz belsejét alumínium-fóliával kell beborítani, és ezt az árnyékolást ugyancsak földelni kell.

Az elmondottak értelemszerűen vonatkoznak minden hasonló jellegű készülékre. Míg az egyenes vevőben a zavarás rendszerint úgy jelentkezik, hogy a zavaró rövidhullámú adás az egész közép- és hosszuhullámú sávban hallható, addig a frekvenciaváltó vevőben a zavarás másképpen nyilvánul meg. Az amatőr-adás a frekvenciaváltó vevő közép- és hosszuhullámú sávjának csak egyes, pontosan beállítható helyein hallható, táviró adás esetén a morze-jelek ütemében megszakadó fütty alakjában, távbeszélő adás esetén pedig (keskenysávú frekvenciamodulált adást is beleértve) a moduláció is áthallatszik.

Ez a jelenség a frekvenciaváltó vevő oszcillátorának a túlságosan szoros visszacsatolásával magyarázható. Az ez által szolgáltatott RF feszültség ugyanis már nem tiszta

szinusz-lefolyású, hanem harmonikusokat is tartalmaz, amelyek gyakran olyan erősek, hogy az antennáról jövő, vagy más úton a készülékbe jutó amatőr adással keveredve, elég nagy amplitudójú KF rezgéseket eredményeznek. A várható fütty-helyek előre kiszámíthatók az elmondottak alapján az alábbi összefüggésből:

$$n \cdot f_o = f_a \pm f_{KF},$$

amelyben

$n$  a harmonikus rezgés rendszáma,

$f_o$  az oszcillátor alapfrekvenciája,

$f_a$  az adó frekvenciája és

$f_{KF}$  a vevő KF-ja.

Ha az adó pl.  $f_a = 3560$  kHz frekvencián sugároz, a vevő KF-ja pedig  $f_{KF} = 472$  kHz, akkor az  $n = 2, 3$  és  $4$  harmonikusokat véve figyelembe, arra az eredményre jutunk hogy az oszcillátor

$$f_o = 2016, 1544, 1344, 1029, 1008 \\ \text{és } 772 \text{ kHz}$$

alapfrekvenciáin keletkezik vételi zavar. Az ezekhez az esetekhez tartozó bejövő rezgésszámok az

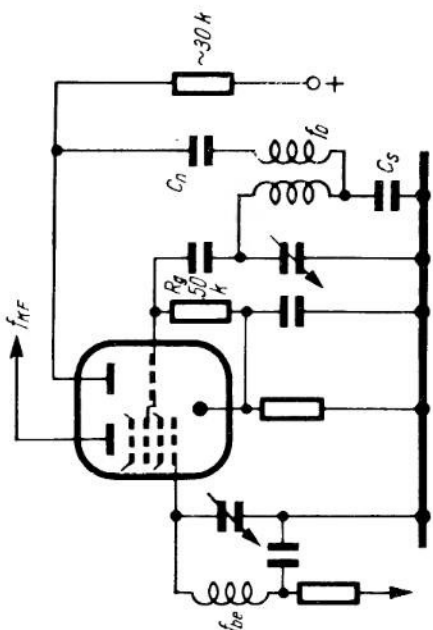
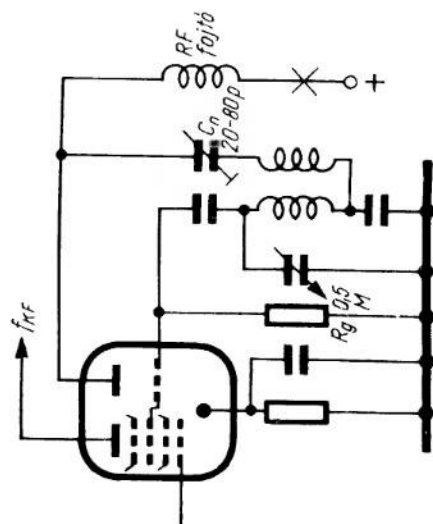
$$f_{be} = f_o - f_{KF}$$

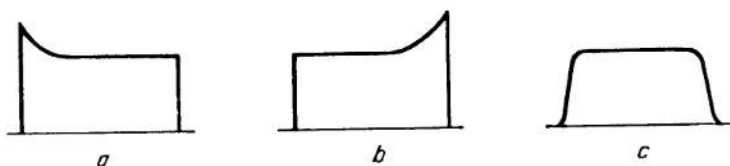
összefüggés alapján:

$$f_{be} = 1544, 1072, 872, 557, 536 \\ \text{és } 300 \text{ kHz};$$

ezek közül öt a szokásos középhullámú sávon (500—1670 kHz) belül van, középhullámon tehát öt füttyhelyre számíthatunk. Ezen csak úgy segíthetünk, ha belenyúlunk a zavart készülékbe: a vevő helyi oszcillátorának a visszacsatolását kell ugyanis lazábbra vennünk, mert így érhetjük el azt, hogy kevesebb harmonikusot termeljen. A 421. ábra ECH 11 típusú trióda-hexódával működő keverő-kapcsolást mutat be átalakítás előtt és átalakítás után. Az átalakítás a következőkre terjed ki: a rácselevezető ellenállást  $50 \text{ k}\Omega$ -ról  $0,5 \text{ M}\Omega$ -ra növeljük, hideg végét pedig közvetlenül földeljük, ezáltal a trióda

421. ábra. Frekvenciaváltó-vevő keverőfokozatának az átalakítása



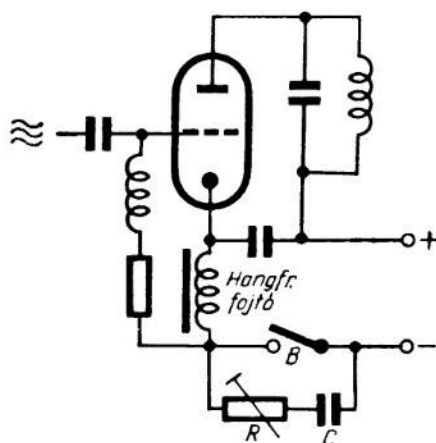


422. ábra. Távirójelek alakja: a és b: szűrés előtt, c: szűrés után

is megkapja a hexóda rácseleőfeszültségét; a trióda anódmunkaellenállása (általában 20–50 k $\Omega$ ) helyett RF fojtót építünk be, amiáltal a trióda nagyobb anódfeszültséget kap, erre pedig azért van szükség, hogy az alaphullám amplitudója a visszacsatolás lazítása ellenére is változatlan maradjon; végül a  $C_n$  jelű visszacsatoló kondenzátor helyére 20–80 pF kapacitású trimmert építünk be, az anódkört pedig az x-szel jelölt helyen megszakítjuk, és ideiglenesen fejhallgatót kapcsolunk be. Ha a trimmert kezdő állásából a nagyobb kapacitás felé hangoljuk, egy ponton az audionnal kapcsolatban már ismert koppanás jelzi, hogy megindultak a rezgések; a trimmer kapacitását ennél a pontnál valamivel nagyobbra vesszük. Ha az oszcillátor valamelyik hullámsávon nem működik, akkor a trimmer beállítását ezen a sávon kell elvégeznünk; előfordulhat, hogy valamelyik sáv visszacsatoló-tekercsét 10–50 k $\Omega$  értékű, párhuzamosan kapcsolt ellenállással kell csillapítanunk. A kezdő amatőr mindenesetre jól teszi, ha ilyen átalakításhoz csak tapasztaltabb amatőr-társa segítségével fog hozzá.

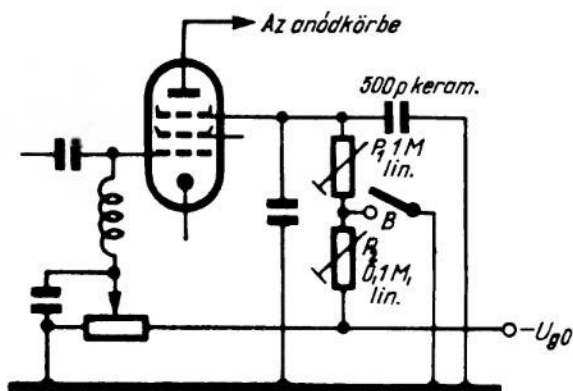
A billentyűzőrej a vételi zavaroknak az a fajtája, amelyek csak táviró üzemmódban jelentkeznek; az adóantennán levő RF feszültség hirtelen, meredek növekedése idézi elő. Ha a zavaró jelet oszcilloszkópra kapcsoljuk, az oszcilloszkóp ernyőjén 422 a és b ábrán láthatóhoz hasonló alakú impulzusok jelennek meg, a 422 c ábrán bemutatott kívánatos impulzus-alak helyett. Mint látható, az a jó, ha a jelhomlokok lekerekítettek,

ami a 423. ábra szerinti kapcsolással érhető el. A kapcsolást az jellemzi, hogy a végfokozat vagy az előerősítő fokozat katódkörébe hangfrekvenciás fojtót épít be, amely késlelteti az anódáram kialakulását, és így a jelhomlokot megfelelő mértékben lekerekíti. Minthogy a billentyűzőskor keletkező szikrák is ropogást okozhatnak a vevőben, azért a billentyűt szikraoltó RC-kombinációval kell áthidalni; az ellenállás 10–1000  $\Omega$ , a kondenzátor néhány nF értékű, mindkettőnek a helyes értékét kísérletileg kell megállapítani. A 424. ábra jól bevált, lágy billentyűző kapcsolást mutat be, amely a negatív rácseleőfeszültséget valamelyik frekvenciakétszerező fokozatnak a fékező-rácsára kapcsoló, ill. arról lekapcsoló billentyűzést alkalmaz. A jel kezdeti homlokának az alakját a  $P_1$ , a jel megszűnésének a görbéjét a  $P_2$  potenciométerrel állíthatjuk be. A fokozatot lezáró negatív előfeszültség a billentyű lenyomásakor a  $P_2$  potenciométeren keresztül rövidrezáródik, a fékezőrács negatív feszültsége azonban nem szűnik



423. ábra. Zörejszűrés a billentyűzőkörben

meg azonnal, hanem csak fokozatosan, amint a  $C_T$  jelű kondenzátor töltése kisül a  $P_1$  potencióméteren keresztül. Ezáltal bekövetkezik a jel kezdeti homlokának a megkívánt lekerekítése; a lekerekítés mértéke a  $P_1$  potencióméterrel szabályozható. A billentyű elengedésekor — vagyis a jel végén — a lezáró feszültség is csak fokozatosan éri el a teljes értékét, amint a  $C_T$  kondenzátor feltöltődik a  $P_1$  és a  $P_2$  potencióméteren keresztül. A jel végének az alakját a  $P_2$  potencióméterrel kell beállítani, a  $P_1$



424. ábra. Zöreijmentes billentyűzőkapcsolás

potencióméter beállítását már nem szabad megváltoztatni. A berendezés egykörös egyenes vevő segítségével állítható be a legjobban; a vevőt közvetlenül az adó közelében helyezzük el, antennaként pedig rövid huzalt kapcsolunk hozzá. A billentyűzést ne állítsuk lágyabbra, mint ahogy az feltétlenül szükséges, mert ezáltal romlik a jelek olvashatósága. Az adó oszcillátora a közölt kapcsolás esetén jelszünetekben is rezeg; ezen úgy segítünk, hogy késleltetett billentyűzrelét alkalmazunk, amely a billentyű első lenyomásakor

meghúz, 30 betű/perc értékűnél nagyobb jelsebesség esetén azonban nem enged el, így az oszcillátor rezgései csak akkor szűnnek meg, ha a billentyű már 1—2 másodperce felengedett helyzetben van. Ha nincs késleltetett jelfogónk, akkor közönséges jelfogót is használhatunk, amelyekkel kisfeszültségű elektrolitkondenzátort kapcsolunk párhuzamosan.

## 12.4 TV-ZAVAROK (TVI) ÉS KIKÜSZÖBÖLÉSÜK

A TV mind szélesebb körű elterjedése az URH amatőradók további zavarmentesítését teszi szükségessé, főképpen a 21, 28, 56, 144 és 450 MHz-es sávban. Először is meg kell állapítanunk, hogy a TV-vevők a zavarokra sokkal érzékenyebbek, mint a rádióvevők; az amatőr-adók által okozott zavarok a képen ferdén végigfutó, hullámos csíkok alakjában jelentkeznek. Modulált adás esetén „hangcsíkok” keletkeznek: változó szélességű, felváltva fehér és fekete csíkok. A TV vételi zavarok megszüntetésének alapvető tennivalói a következők:

1. Az adó helyes konstrukciójával csökkenteni kell a harmonikusok mennyiségét és amplitudóját.
2. Csökkenteni kell az adó és a vele kapcsolatos vezetékek szórt sugárzását. A hálózatot és a hosszabb vezetékeket szűrőkkel kell elválasztani az adó áramköreitől.
3. Meg kell akadályoznunk, hogy az adó antennája harmonikusokat sugározzon ki.

A csatolóköri megfelelő megválasztásával jó harmonikus-szelekció érhető el. A sugárzásokat úgy kerülhetjük el, ha az árnyékolt tápfeszültség kábelek végeit 1 nF kapaci-

tású kerámia-kondenzátoron át összekapcsoljuk az árnyékoló köpenyvel, a köpenynek ugyanezt a pontját földeljük, egyébként azonban szigetelten vezetjük. A kondenzátorral fojtótekerccset is kapcsolhatunk sorba. A legjobb, ha minden vezetékét átvezető-kondenzátoron át vezetünk ki a RF szempontból tökéletesen árnyékolt készülékegységekből. A műszereket is árnyékolni kell, mert különben ezek nyílásán keresztül következhet be nem kívánatos sugárzás.

Az adó által termelt harmonikusok abszorpció-s frekvenciamérővel könnyen megállapíthatók. A harmonikusok amplitudója megfelelő méretezéssel nagymértékben csökkenthető. Jó megoldás, ha az antennavezetékbe aluláteresztő szűrőt kapcsolunk, amely az összes harmonikusokat csillapítja. A 425. ábra a 28 MHz-es sávra méretezett szűrő kapcsolását mutatja be; a szűrő 30 MHz-en felül minden frekvenciájú rezgést csillapít.

Az amatőr-adások TV-vevőkben a következő zavarokat okozhatják:

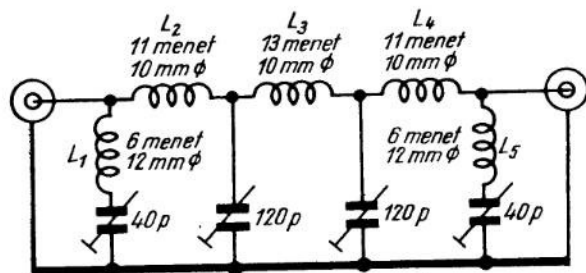
1. A közelben működő amatőr-adó teljesen elnyomja a TV-vételt. Ezen az adó frekvenciájára hangolt záróköri beépítésével segíthetünk.
2. Keresztmoduláció.
3. KF-zavarok.

Az adóban alul-, a vevőben pedig felüláteresztő szűrőt építünk be. A 426. ábra felüláteresztő szűrő kapcsolását mutatja be. A szűrő mindegyik körét külön, árnyékolt rekeszben kell elhelyezni; a legfontosabb a kifogástalan árnyékolás.

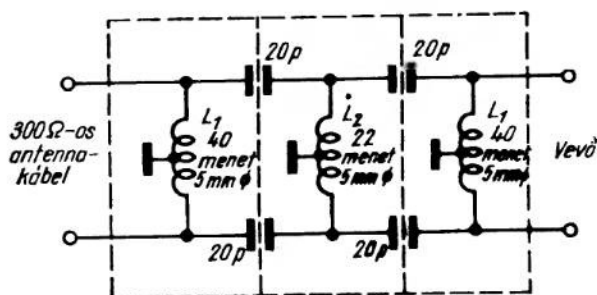
Záróköriként  $\lambda/4$  hosszúságú szalagkábel darabot is használhatunk, amelynek egyik végét rövidre zárva, másik végét trimmerrel hangoljuk. A kábel darabot a vevőszalagkábelére fektetjük és a leszívást a trimmerrel pontosan beállítjuk.

Az alul- és felüláteresztő szűrők beépítése (ezekből több is kapcsolható sorba) nagymértékben függ a helyi viszonyoktól, amelyek állományként annyira különbözőek lehetnek, hogy nem lehet kellő biztonsággal megjósolni, mi a legjobb megoldás. Előfordulhat, hogy az, ami az egyik állomásnál segít, a másiknál teljesen eredménytelennek bizonyul.

Ezzel kapcsolatban meg kell jegyeznünk, hogy az elavult, a technika mai állása szerint teljesen korszerűtlen vevőkészülékek tulajdonosai is teljes joggal igénybe vehetik a törvény védelmét. Ez értelemszerűen azokra a TV-tulajdonosokra is vonatkozik,



425. ábra. Az adó antennavezetékébe kapcsolt szűrő



426. ábra. TV-vevő elé kapcsolt szűrő

akiknek a készüléke a nemzetközi egyezményekben rögzített amatőr-sávok valamelyikébe eső KF-val működik.

Mint látható, a rádió- és TV-vételi zavarok elhárítása egyedi megoldásokat kíván meg. Aki az adott helyzet következtében kénytelen behatóbban foglalkozni a zavarelhárítással, legjobban teszi, ha a megfelelő, speciális szakirodalmat hívja segítségül.

Befejezésül még röviden összefoglaljuk a leggyakrabban előforduló, rádió- és TV-vételt okozó zavarokat. A zavarás oka — ha annak valóban az amatőradó a forrása — többnyire a következő:

1. Nem megfelelő árnyékolás és fojtás.
2. Az antennacsatlakozás aszimmetriája.
3. Billentyűzörej (távíró üzemmódban).
4. A modulátor-erősítőben keletkező vad- (parazita) rezgések.
5. Túlmodulálás folytán bekövetkező torzítás (vivőhullám-megszakadás).
6. Nem megfelelő földelő-kondenzátorok alkalmazása.
7. A kétszerező-fokozatban keletkező vadrezgések.
8. A RF fokozatok esetleges nem megfelelő neutralizálása.
9. A meghajtó vagy a végerősítő fokozat gerjedése.
10. Billentyűzés vagy moduláció alkalmával bekövetkező berezgés.



## 13.1 A MAGYAR RÁDIÓ AMATŐR-RENDELET

szerkesztés alatt, a könyv második kiadásában közölni fogjuk.

## 13.2 ADATOK ÉS TÁBLÁZATOK

### 13.201 Tekercsnomogramok (427. ábra)

#### A) Rezgőkörök számítása

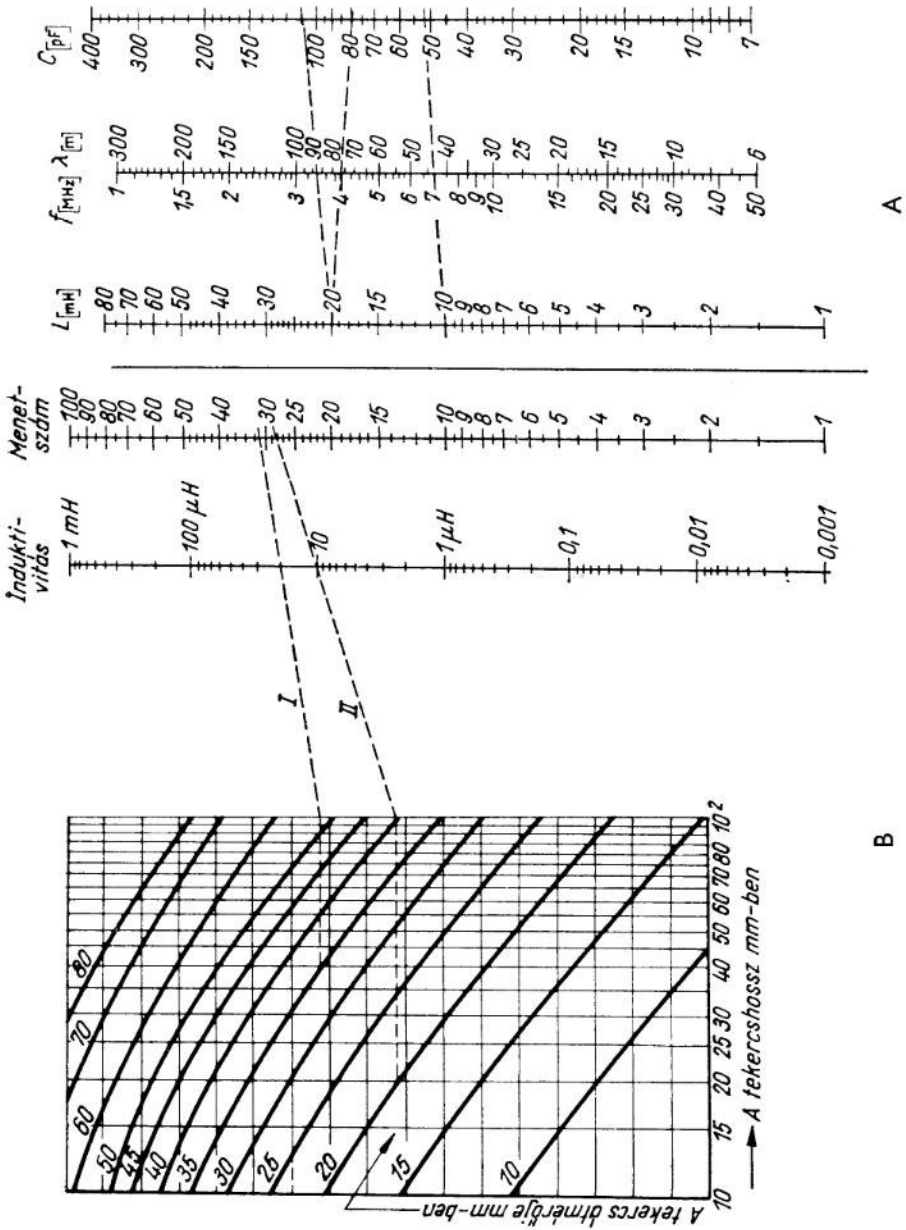
1. Adott kapacitású kondenzátorból és adott induktivitású tekercsből álló rezgőkör rezonanciafrekvenciája.
2. Adott értékű induktivitás és változtatható értékű kapacitás, ill. adott értékű kapacitás és változtatható értékű induktivitás esetén elérhető frekvenciaátfogás.

#### B) Tekercsméretezés

1. A menetszám meghatározása adott tekercstestátmérő és -hosszúság, valamint induktivitás esetén.
2. Adott tekercs induktivitásának a meghatározása.

A nomogramokkal való gyakorlati munka során gyorsan megállapítható, hogy alkalmazási lehetőségük a felsorolt példákkal távolról sem merült ki; számtalan, egyébként sok időt elraboló számítás gyorsan és biztosan végezhető el a segítségükkel, természetesen csak megközelítő pontossággal. Vegyünk néhány, az amatőr gyakorlatában előforduló példát:

1. Dugaszolható tekercset kell készíteni 0—V—1 típusú vevő 3,5 MHz-es sávja részére; az alkalmazott forgókondenzátor kezdőkapacitása 10, végkapacitása 40 pF. 35 mm átmérőjű, kerámikus tekercstest áll rendelkezésünkre. A sáv szélesség 3,4 MHz-től 4 MHz-ig terjed; azért választottuk ezeket az értékeket, mert ilyen mértékű sávnyújtás biztosan megvalósítható. Most pedig nézzük az A nomogramot. Ha vonalzónkat a középső függőleges skálán 3,4 MHz-re, a baloldali skálán pedig a megközelítően megválasztott 20  $\mu$ H értékre helyezzük, akkor a jobboldali skálán 110 pF kapacitást olvashatunk le. 4 MHz és 20  $\mu$ H esetén a jobboldali skálán 80 pF olvasható le, vagyis ahhoz, hogy a rezgőkör kapacitása kitegye a teljes 110 pF-ot, a forgókondenzátorral még 70 pF kapacitású kondenzátort vagy trimmert kell párhuzamosan kapcsolnunk.



427. ábra. Tekercsnomogramok

A **B** nomogram segítségével állapíthatjuk meg a tekercs adatait. Megkeressük azta pontot, amelyben a tekercstest átmérőjének a görbéje metszi a választott 40 mm tekercshosszúsághoz tartozó függőleges vonalat, kivetítjük a görbesor jobboldalát határoló függőlegesre, és ezt a pontot vonalzónkkal összekötve a függőleges induktivitás-skála 20  $\mu\text{H}$ -nek megfelelő pontjával a menetszámot jelző skálán 31 menetet olvashatunk le. A tekercs hosszúságát elosztva a menetszámmal a huzal átmérőjére kb. 1,25 mm-t kapunk. Ezzel minden adat rendelkezésünkre áll, amely a rezgőkör megépítéséhez szükséges.

II. Tekercset kell készítenünk 7 MHz-en működő adó elválasztó-fokozata számára. Az adóban alkalmazott forgókondenzátor kezdőkapacitása 10, végkapacitása 100 pF. A rendelkezésünkre álló tekercstest átmérője 20 mm.

A nomogram: 7 MHz rezonancia-frekvencia és 10  $\mu\text{H}$  induktivitás esetén a kapacitás valamivel több, mint 50 pF.

B nomogram: A tekercs átmérője 20 mm, hosszúságát ugyancsak 20 mm-re választjuk, kivetítve a jobb szélére és összekötve a 10  $\mu\text{H}$ -nek megfelelő ponttal, 28 menetet kapunk. 20 mm hosszú tekercs és 28 menet esetén a huzal keresztmetszete kb. 0,7 mm. Mindkét példát — I. és II. számokkal jelölve — szagatott vonallal berajzoltuk a nomogramokba.

Az értékek megállapításánál a példában közölt sorrend a legkedvezőbb, de nem az egyetlen lehetőség. A nomogramokból a rezgőkörök számításával kapcsolatban megállapítható adatok természetesen nem abszolút pontosak, a gyakorlat számára azonban teljesen kielégítőek.

### 13.202 Decibel-táblázat

$$a_{(\text{dB})} = 10 \cdot \lg \frac{P_1}{P_2} = 20 \cdot \lg \frac{U_1}{U_2} = 20 \cdot \lg \frac{I_1}{I_2}$$

$$a_{(\text{Np})} = \ln \frac{U_1}{U_2} = \ln \frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{2} \cdot \ln \frac{P_1}{P_2}$$

$$1 \text{ dB} = 0,115 \text{ Np}$$

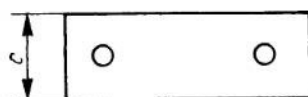
$$1 \text{ Np} = 8,686 \text{ dB}$$

[dB]	$U_1/U_2$ , illetve $I_1/I_2$	$P_1/P_2$	[dB]	$U_1/U_2$ , illetve $I_1/I_2$	$P_1/P_2$
0,1	1,012	1,023	3,2	1,445	2,09
0,5	1,059	1,122	3,4	1,479	2,19
1,0	1,122	1,259	3,6	1,514	2,29
1,5	1,189	1,413	3,8	1,549	2,40
2,0	1,259	1,585	4,0	1,585	2,51
2,2	1,288	1,660	4,2	1,622	2,63
2,4	1,318	1,738	4,4	1,660	2,75
2,6	1,349	1,820	4,6	1,698	2,88
2,8	1,380	1,906	4,8	1,738	3,02
3,0	1,413	1,995	5,0	1,778	3,16

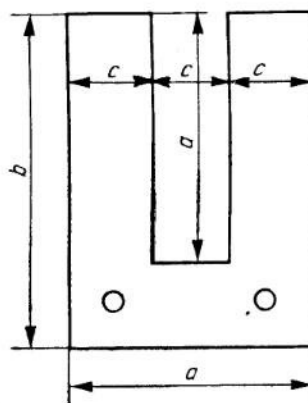
[dB]	$U_1/U_{2\alpha}$ illetve $I_1/I_2$	$P_1/P_2$	[dB]	$U_1/U_{2\alpha}$ illetve $I_1/I_2$	$P_1/P_2$
5,2	1,820	3,31	21,0	11,23	125,9
5,4	1,862	3,47	22,0	12,59	158,5
5,6	1,906	3,63	23,0	14,13	199,5
5,8	1,950	3,80	24,0	15,7	251
6,0	1,995	3,98	25,0	17,8	316
6,2	2,04	4,17	26,0	19,9	398
6,4	2,09	4,37	27,0	22,4	501
6,6	2,14	4,57	28,0	25,1	632
6,8	2,19	4,79	29,0	28,2	794
7,0	2,24	5,01	30,0	31,6	1000
7,2	2,29	5,25	31,0	35,5	1 260
7,4	2,34	5,50	32,0	39,8	1 585
7,6	2,40	5,75	33,0	44,7	1 995
7,8	2,45	6,03	34,0	50,1	2 515
8,0	2,51	6,31	35,0	56,2	3 165
8,2	2,57	6,61	36,0	63,1	3 980
8,4	2,63	6,92	37,0	70,8	5 010
8,6	2,69	7,24	38,0	79,4	6 310
8,8	2,75	7,59	39,0	89,1	7 945
9,0	2,82	7,94	40,0	100,0	10 000
9,2	2,88	8,32	42,0	125,9	15 850
9,4	2,95	8,71	44,0	158,5	25 120
9,6	3,02	9,12	46,0	199,5	39 810
9,8	3,09	9,55	48,0	251	63 100
10,0	3,16	10,00	50,0	316	100 000
10,5	3,35	11,22	52,0	398	158 490
11,0	3,55	12,59	54,0	501	251 190
11,5	3,76	14,13	56,0	631	398 105
12,0	3,98	15,85	58,0	794	630 955
12,5	4,22	17,78	60,0	1 000	$1 \cdot 10^6$
13,0	4,47	19,96	62,0	1 259	$1,585 \cdot 10^6$
13,5	4,73	22,4	64,0	1 585	$2,512 \cdot 10^6$
14,0	5,01	25,1	66,0	1 996	$3,981 \cdot 10^6$
14,5	5,31	28,2	68,0	2 512	$6,31 \cdot 10^6$
15,0	5,62	31,6	70,0	3 163	$10 \cdot 10^6$
16,0	6,31	39,7	75,0	5 624	$31 \cdot 10^6$
17,0	7,08	50,1	80,0	10 000	$100 \cdot 10^6$
18,0	7,95	62,1	90,0	31 620	$1,0 \cdot 10^9$
19,0	8,91	79,4	100	100 000	$10 \cdot 10^9$
20,0	10,00	100,0	120	$1,0 \cdot 10^6$	$1,0 \cdot 10^{12}$

**13.203 Transzformátor-táblázatok**  
**M-, EI- és UI-alakú transzformátorlemezek DIN 41302 szerint.**

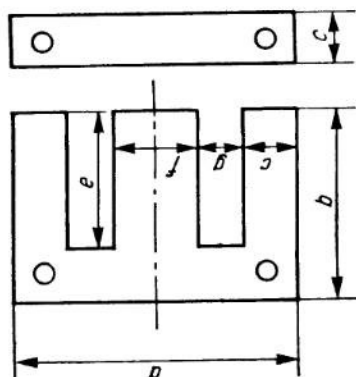
	a	b	c	e	f	g	Vastagság
[mm]							
M 22	22	20	—	15	5	4	5
M 30	30	28	—	20	7	5,5	7
M 42	42	42	—	30	12	9	15
M 55	55	55	—	38	17	10,5	20
M 65	65	65	—	45	20	12,5	27
M 74	74	74	—	51	23	14	32
M 85	85	85	—	56	29	13,5	35
M 102	102	102	—	68	34	17	35; 52
EI 42	42	28	7	21	14	7	14
EI 48	48	32	8	24	16	8	16
EI 54	54	36	9	27	18	9	18
EI 60	60	40	10	30	20	10	20
EI 66	66	44	11	33	22	11	22
EI 78	78	52	13	39	26	13	26
EI 84	84	56	14	42	28	14	28
EI 92	92	61,5	12,5	49	25	21	25; 35
EI 106	106	70,5	14,5	56	29	24	30; 45
EI 130	130	87,5	17,5	70	35	30	35; 45
EI 150	150	100	20	80	40	35	40; 50; 60
EI 170	170	117,5	22,5	95	45	40	45; 60; 75
UI 30	30	40	10	—	—	—	10; 16
UI 39	39	52	13	—	—	—	13; 20
UI 48	48	64	16	—	—	—	16; 25
UI 60	60	80	20	—	—	—	20; 30
UI 75	75	100	25	—	—	—	25; 40
UI 90	90	120	30	—	—	—	30; 50
UI 102	102	136	34	—	—	—	34; 55
UI 114	114	152	38	—	—	—	38; 62

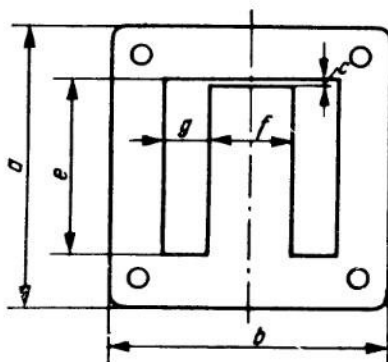


428. ábra. UI-alakú vasmag



429. ábra. EI-alakú vasmag





430. ábra. M-alakú vasmag

**13.204 Vezető anyagok fontosabb állandói  
(fajlagos ellenállás, vezetés és hőfoktényezők 20 C°-nál)**

Vezetőanyag	$\varrho$ [ $\Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$ ]	$\gamma$ [ $\text{s} \cdot \frac{\text{m}}{\text{mm}^2}$ ]	$\theta$ [C°]	$\alpha_{20}$ [ $10^{-3}/\text{C}^\circ$ ]	$\beta_{20}$ [ $10^{-6}/\text{C}^2$ ]
Ezüst .....	0,016	62,5	243	3,8	0,7
Vörösréz .....	0,01786	56,0	235	3,93	0,6
Bronz .....	0,018 ... 0,056	55,0...18,0	—	—	—
Arany .....	0,023	44,0	230	4,0	0,5
Alumínium .....	0,02857	35,0	245	3,77	1,3
Aldrey .....	0,033	30,0	258	3,6	—
Magnézium .....	0,045	22,0	237	3,9	1,0
Wolfram .....	0,055	18,0	225	4,1	—
Horgany .....	0,063	16,0	250	3,7	2,0
Sárgaréz .....	0,07...0,09	14...11	650	1,5	—
Nikkel .....	0,08...0,11	13... 9	250...145	3,7...6	9
Vas .....	0,10...0,15	10... 7	202...145	4,5...6	6
Ón .....	0,11	—	218	4,2	6
Platina .....	0,11...0,14	9... 7	480...310	2,0...3	0,6
Ólom .....	0,21	4,8	218	4,2	2
Újvezüst .....	0,30	3,3	—	0,25	—
Arany-króm .....	0,33	3,0	—	0,001	0,1
Nikkelin .....	0,43	2,3	—	0,23	—
Manganin .....	0,43	2,3	—	+0,01	-0,4
Novokontakt .....	0,45	2,2	—	-0,01...-0,04	—
Rheotan .....	0,47	2,15	—	0,23	—
Isabellin .....	0,50	2,00	—	0,02...0,04	—
Kontaktán .....	0,50	2,00	—	-0,03	—
Resistin .....	0,50	2,00	—	+0,02	—
Kruppin .....	0,85	1,18	—	0,7	—
Higany .....	0,96	1,04	—	0,92	1,2
Krómnikkel .....	1,1	0,91	—	0,1	—
Bizmut .....	1,2	0,83	218	4,2	—
Megapyr .....	1,4	0,71	—	0,025	—
Kantál .....	1,45	0,69	—	0,014	—

## M-alakú lemezzel készült transzformátorok adatai

Transzformátortípus szabvány szerinti		M 42	M 55	M 65	M 74	M 85	M 102 a	M 102 b
Max. teljesítmény 50 Hz esetén	[VA]	4	12	25	45	60	120	180
Vasmag súlya	[kg]	0,14	0,33	0,62	0,88	1,3	2,0	3,0
Egy menet induktivitása (L/n <sup>2</sup> )	[10 <sup>-6</sup> H]	0,65	0,98	1,3	1,6	1,8	1,85	2,8
Lemezek száma		1,45	2,15	2,9	3,55	4,0	4,2	6,3
		26	34	46	55	56	60	90
		41	54	73	87	88	96	142
Tényleges vasmagkereszt- metszet	[cm <sup>2</sup> ]	1,5	2,9	4,6	6,3	8,0	10	15
•		1,7	3,2	5,1	7,0	8,9	11,4	17,1
Közepes erővonalhosszúság	[cm]	10,2	13	15,4	17,2	19,7	23,8	23,8
Menetszám 220 V, 50 Hz 12 000 G esetén		5500	2950	1840	1330	1050	830	550
Menetszám V-onként Üresjárási áram 220 V, 50 Hz 12 000 G esetén	[mA]	25	13,4	8,4	6	4,8	3,8	2,5
Feszültségés	[%]	6	12	20	31	46	70	103
Megengedett áramsűrűség		35	21	16	13	10	70	6
Primer tekercs huzal- átmérője 220 V esetén	[A, mm <sup>2</sup> ]	4,8	3,7	3,1	2,7	2,4	2,1	1,9
Közepes menethossz	[mm]	6,0	4,8	4,0	3,5	3,1	2,8	2,6
Ablakmagasság	[mm]	0,07	0,14	0,22	0,31	0,38	0,60	0,75
Ablakszélesség	[mm]	0,07	0,12	0,19	0,27	0,34	0,50	0,65
Hasznos ablak-kereszt- metszet	[cm]	9,2	12,0	14,4	16,5	17,0	19,8	23,2
Hatásfok	[mm]	6,0	7,5	9	11	10	12	12
	[mm]	21,0	28,5	32	38	44	54	54
	[mm <sup>2</sup> ]	125	210	290	420	440	650	650
	[%]	65	75	80	84	86	88	89



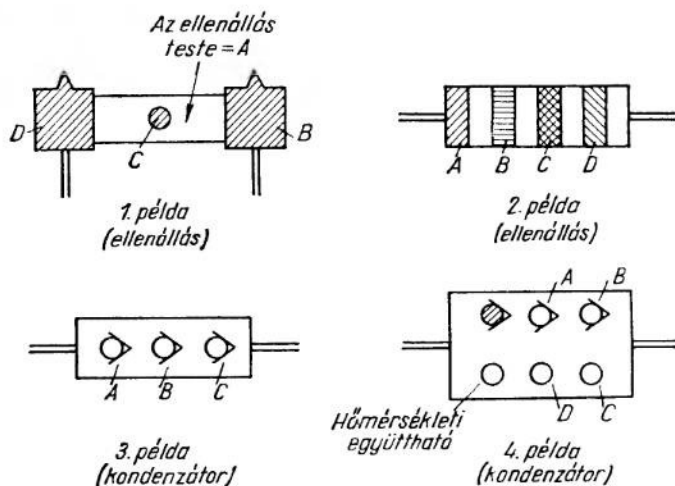
## E1-alakú vasmaggal készült transzformátorok adatai

Transzformátorlemez DIN 41302 szerint		EI 48	EI 54	EI 60	EI 66	EI 84	EI 130a	EI 130b	EI 150a	EI 150b	EI 150c	EI 170a	EI 170b
Max. teljesítmény 50 Hz esetén	[VA]	4	7	11	15	40	230	280	350	420	500	750	900
Vasmag súlya	[kg]	0,18	0,25	0,35	0,45	0,92	2,4	3,0	3,5	4,4	5,2	7,3	8,4
Egy menet induktivitása ( $L/n^2$ )	[ $10^{-6}$ H]	0,98	1,12	1,25	1,36	1,73	1,68	2,17	1,95	2,4	2,9	3,0	3,95
Lemezok száma		2,2	2,52	2,8	3,0	4,3	3,78	4,9	4,3	6,1	7,3	7,7	9,0
Tényleges vasmag- keresztmetszet		27	31	34	37	48	60	77	68	85	104	110	128
Közepes erővonalhosszúság		43	49	54	60	76	95	122	108	136	163	176	204
Menetszám 220 V, 50 Hz 12 000 G esetén	[cm <sup>2</sup> ]	2,15	2,75	3,4	4,1	6,6	10,3	13,3	13,6	17	20,4	24,6	28,5
Menetszám, V-onként	[cm]	2,4	3,1	3,8	4,55	7,4	11,6	15	15,2	19	22,8	27,6	32,3
Üresjárási áram 220 V, 50 Hz 12 000 G esetén	[mA]	3850	3000	2400	2000	1250	790	615	595	485	405	330	285
Feszültségvesztés	[mm]	17,5	13,6	10,9	9,1	5,7	3,6	2,8	2,7	2,2	1,85	1,5	1,3
Megengedett áramsűrűség	[mm <sup>2</sup> ]	—	—	—	—	—	150	175	220	270	320	460	500
Primer tekercs huzal- átmérője 220 V esetén	[mm]	—	—	—	—	—	6	5	5	4	4	3	2
Közepes menethossz	[mm]	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Ablakmagasság	[mm]	4,7	4,0	3,5	3,2	2,8	1,7	1,5	1,4	1,3	1,2	1,1	0,9
Ablakszélesség	[mm]	5,8	5,2	4,6	4,2	3,6	2,2	2,1	1,8	1,7	1,6	1,5	1,4
Házas ablak- keresztmetszet	[mm]	0,07	0,10	0,14	0,17	0,29	0,9	1,05	1,2	1,4	1,55	2,0	2,4
Határfók	[mm]	0,07	0,09	0,12	0,15	0,26	0,8	0,9	1,1	1,2	1,35	1,7	2,0
	[mm]	9,5	10,5	11,5	12,5	15,5	24,3	26,3	28,2	30,2	32,2	36,0	38,0
	[mm]	5,5	6,5	7,0	8,1	11,0	26,5	26,5	30,5	30,5	30,5	43,5	34,5
	[mm <sup>2</sup> ]	19	22	24,5	27,5	34	65	65	71	71	71	86	86
	[mm <sup>2</sup> ]	105	145	170	220	375	1650	1650	2150	2150	2150	2950	2950
	[%]	—	—	—	—	—	91	92	91	92	93	94	94

## 13.205 Ellenállások és kondenzátorok szín-kodja

Szín	Érték	Tíz-es szorzó	Tűrés %	Átütési szilárdság V
Fekete .....	0	1	—	—
Barna .....	1	10	1	100
Vörös .....	2	10 <sup>2</sup>	2	200
Narancs .....	3	10 <sup>3</sup>	3	300
Sárga .....	4	10 <sup>4</sup>	4	400
Zöld .....	5	10 <sup>5</sup>	5	500
Kék .....	6	10 <sup>6</sup>	6	600
Ibolya .....	7	10 <sup>7</sup>	7	700
Szürke .....	8	10 <sup>8</sup>	8	800
Fehér .....	9	10 <sup>9</sup>	9	900
Arany .....	—	10 <sup>-1</sup>	5	1000
Ezüst .....	—	10 <sup>-2</sup>	10	2000
Szín nélkül .....	—	—	20	500

A tűrés és átütési szilárdsági értékeket a fehér színig bezárólag csak kondenzátoroknál szokás megadni. A szín-kód használatát az alábbi példákon mutatjuk be; ezeken A = az ellenállás első számjegye, B = a második számjegye, C = a tízes szorzó, D = a tűrés. A kondenzátorokon vagy három, vagy hat színes pont van. Az ellenállás értéke  $\Omega$ -ban értendő.



431. ábra. Példák ellenállások és kondenzátorok színjelzésére. Az első pont a kondenzátorok anyagát jelöli: fekete = csillám, ezüst = papír

### 13.206 Egységek többszörösei és törtrészei. A görög ABC

Egységek többszöröseit és törtrészeit jelző szók és azok rövidítése:

T = Tera- = $10^{12}$	d = deci- = $10^{-1}$
G = Giga- = $10^9$	c = centi- = $10^{-2}$
M = Mega- = $10^6$	m = milli- = $10^{-3}$
k = kilo- = $10^3$	$\mu$ = mikro- = $10^{-6}$
h = hekto- = $10^2$	n = nano- = $10^{-9}$
d = deka- = $10^1$	p = piko- = $10^{-12}$

A görög ABC:

alfa = A a	nü = N v
béta = B $\beta$	kszi = E $\xi$
gamma = $\Gamma$ $\gamma$	omikron = O o
delta = $\Delta$ $\delta$	pi = $\Pi$ $\pi$
epszilon = E $\epsilon$	ró = P $\rho$
zéta = Z $\zeta$	szigma = $\Sigma$ $\sigma$
éta = H $\eta$	tau = T $\tau$
théta = $\Theta$ $\theta$	üpszilon = X v
ióta = I $\iota$	fi = $\Phi$ $\varphi$
kappa = K $\kappa$	khi = X $\chi$
lambda = $\Lambda$ $\lambda$	pszi = $\Psi$ $\psi$
mü = M $\mu$	ómega = $\Omega$ $\omega$

### 13.207 Egyszerű nomogramok

a) *Rezgőkör rezonancia-frekvenciájának a meghatározása* (432. ábra).

Az L induktivitásból és a C kapacitásból álló rezgőkör rezonancia-frekvenciája a Thomson-féle összefüggés szerint:

$$f_{[Hz]} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{[H]} \cdot C_{[F]}}}.$$

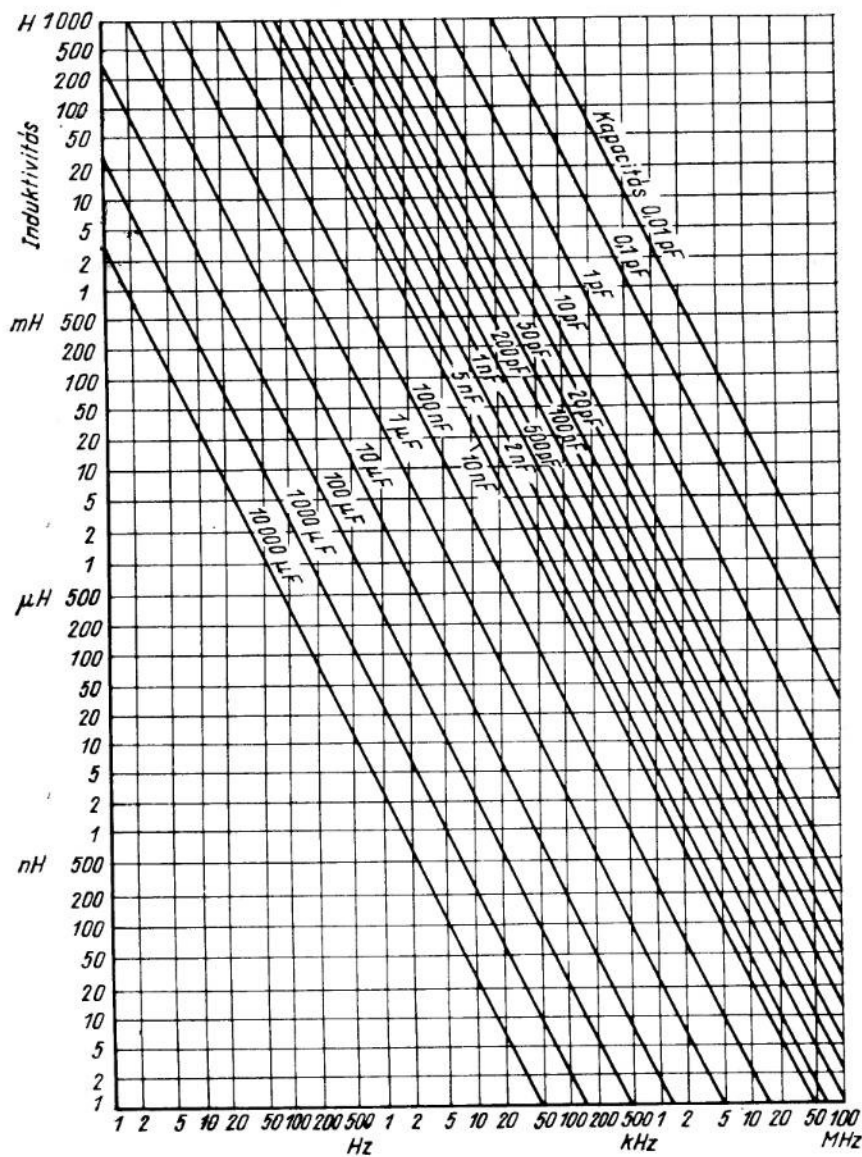
*Példa:* Reszgőkörünk induktivitása  $L = 200 \mu\text{H}$ , kapacitása  $C = 500 \text{ pF}$ . Mekkora a rezonancia-frekvenciája?

Az adott induktitás-értékből kiindulva, addig haladunk jobbra, amíg el nem érjük az adott kapacitás görbéjét; a metszéspontot levetítjük a vízszintes tengelyre, ahol leolvashatjuk a keresett frekvenciát, amely esetünkben  $f = 500 \text{ kHz}$ .

b) *Induktív reaktancia megállapítása* (433. ábra).

Az L induktitás reaktanciája az

$$X_L = \omega \cdot L = 2\pi \cdot f \cdot L$$



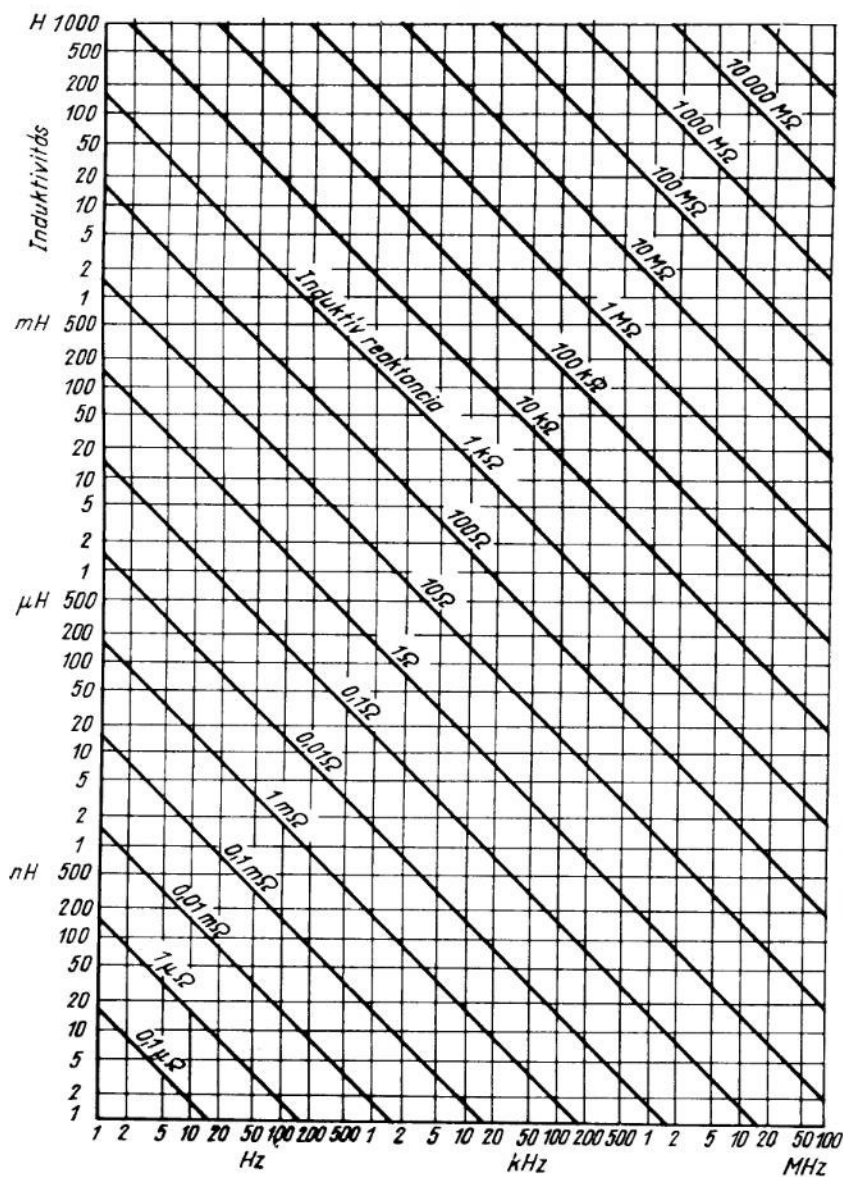
432. ábra. Induktívitás-kapacitás-rezonanciafrekvencia nomogram

összefüggésből számítható ki, ahol

$X_L$  az induktív reaktancia  $\Omega$ -ban,

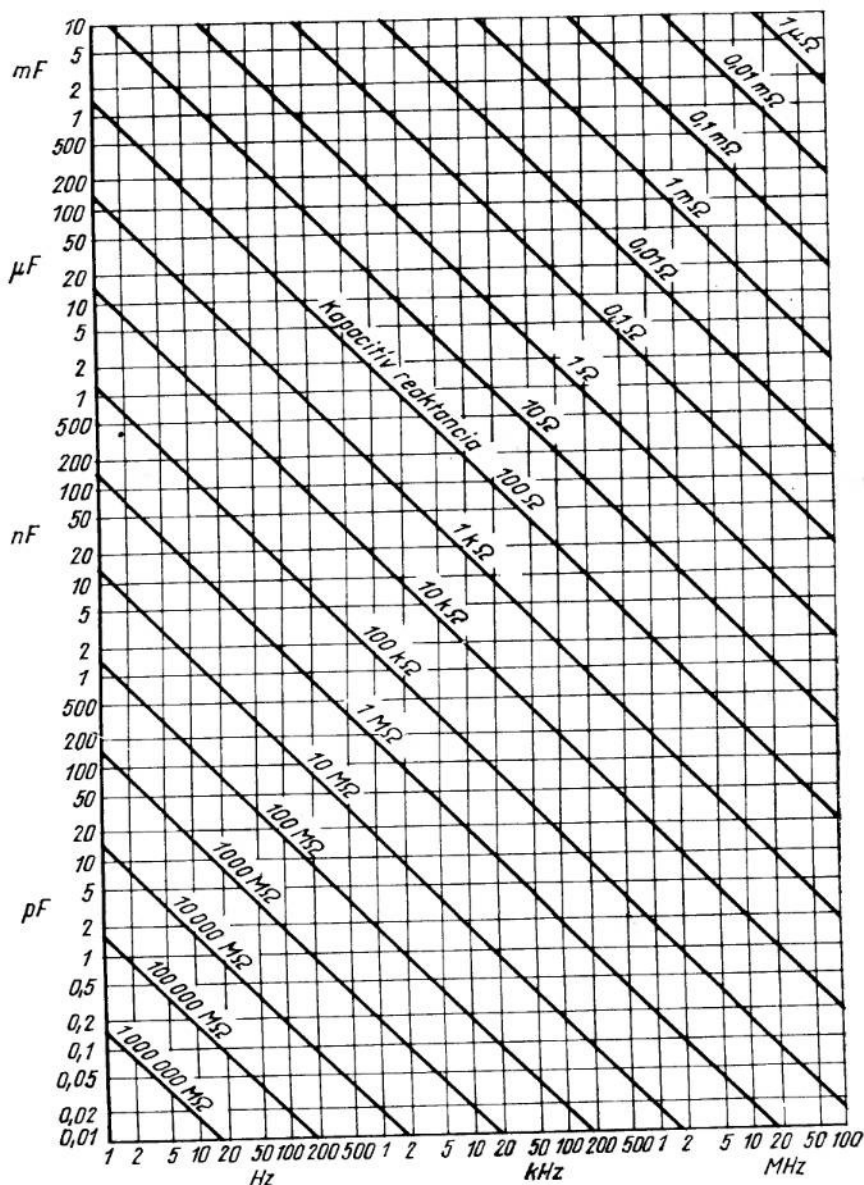
$f$  a frekvencia Hz-ben és

$L$  az induktívitás H-ben.



433. ábra. Induktív reaktancia-induktívítás-frekvenca nomogram

**Példa:** Az  $L = 10$  H értékű induktívítás reaktanciája  $f = 100$  Hz esetén  $X_L = 6280 \Omega$ . Ezt az értéket úgy kaptuk meg, hogy a nomogramon megkerestük, az adott induktívítás- és frekvenciaérték metszéspontján mekkora reaktancia görbéje halad át.

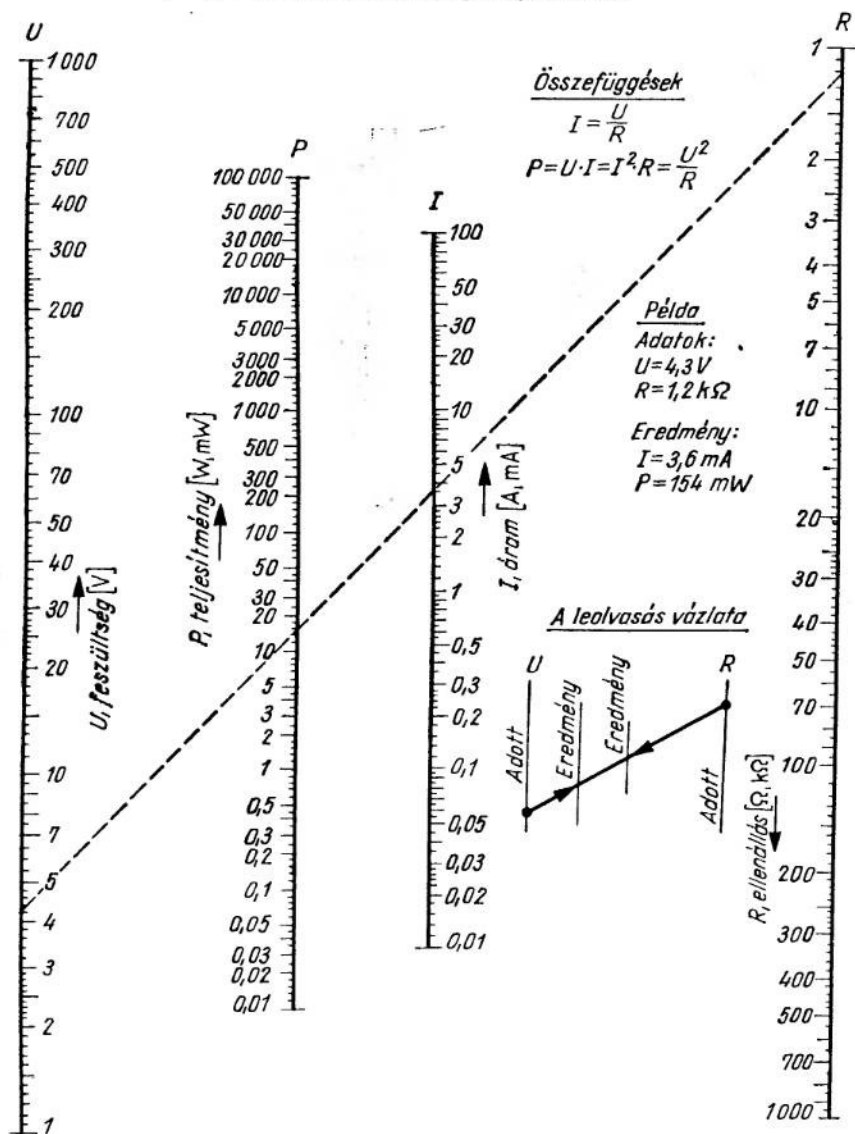


434. ábra. Kapacitív reaktancia-kapacitás-frekvencia nomogram

c) Kapacitív reaktancia meghatározása (434. ábra).

A  $C$  kapacitás reaktanciája az  $X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C}$  összefüggésből számítható ki, ahol  $X_C$  a kapacitív reaktancia  $\Omega$ -ban,  $f$  a frekvencia Hz-ben és  $C$  a kapacitás F-ban.

Példa: A  $C = 10 \text{ nF}$  értékű kapacitás reaktanciája  $f = 20 \text{ kHz}$  frekvencia esetén  $X_C = 800 \Omega$ . Ezt az értéket úgy kaptuk meg, hogy a nomogramon megkerestük, az adott kapacitás- és frekvenciaérték metszéspontján mekkora reaktancia görbéje halad át.

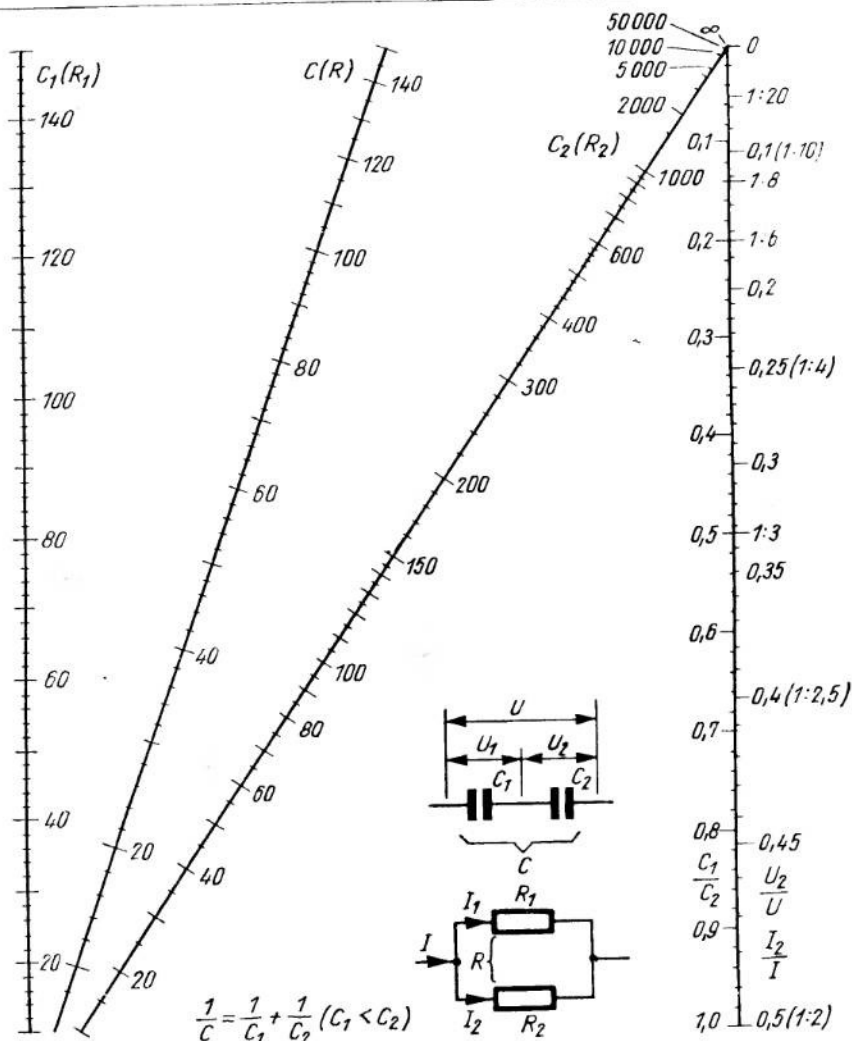


435. ábra. Az Ohm-féle törvény alapján kiszámítható mennyiségek és teljesítmény meghatározására szolgáló nomogram

d) Ohm törvénye és teljesítmény megállapítása (435. ábra).

A nomogram használatát a mellette feltüntetett példa mutatja be.





436. ábra. Párhuzamosan kapcsolt ellenállások és sorbakapcsolt kondenzátorok összetevőinek, ill. eredőjének a kiszámítására szolgáló nomogram

e) Sorbakapcsolt kondenzátorok és párhuzamosan kapcsolt ellenállások értékének és egyes viszonyszámoknak a megállapítása (436. ábra).

A  $C_1 (R_1)$  skálán megkeressük az egyik, a  $C_2 (R_2)$  skálán a másik kapacitást, ill. ellenállást; a két pontot összekötjük, és a  $C (R)$  skálán leolvashatjuk a sorbakapcsolt kondenzátorok, ill. a párhuzamosan kapcsolt ellenállások eredő értékét. Ha az összekötő vonalat meghosszabbítjuk a  $C_1/C_2$ ,  $U_2/U$ , ill.  $I_2/I$  skáláig, akkor abból kimetszi a kapacitások, és a megfelelő feszültségek, ill. áramok viszonyának az értékét; ezt az értéket csak akkor kapjuk helyesen, ha  $C_1 < C_2$ .

Példa: A sorbakapcsolt  $C_1 = 80$  pF és  $C_2 = 120$  pF kapacitású kondenzátorok eredő kapacitása  $C = 48$  pF. A két kapacitás viszonya:  $C_1/C_2 = 1 : 1,5 = 0,66$ , a  $C_2$  kapacitáson levő feszültség és a teljes feszültség aránya pedig  $U_2/U = 1 : 2,5 = 0,4$ .

## 13.208 Tárcsás trimmerek

Típus	Forgórész anyaga	$\alpha$ hőfok-együttható	Kapacitásfogás		Megjegyzés
Ko 2212	—	—	6	— 17	pF
Ko 2287	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	7	— 120	pF
Ko 2288	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	7	— 120	pF
Ko 2289	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	5	— 50	pF
Ko 2318	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	5	— 30	pF
Ko 2391	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	5	— 30	pF
Ko 2503	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	3	— 15	pF
Ko 2502	Condensa F	$< 0$	4	— 20	pF
Ko 2498	Condensa F	$< 0$	5	— 30	pF
Ko 2497	Condensa F	$< 0$	6	— 50	pF
Ko 2496	Condensa F	$< 0$	15	— 45	pF
Ko 2392	Condensa F	$< 0$	15	— 60	pF
Ko 2504	Condensa F	$< 0$	20	— 100	pF
Ko 2509	Tempa S	$\sim 0$	1,5	— 7,5	pF
Ko 2510	Tempa S	$\sim 0$	2	— 10	pF
Ko 2511	Tempa S	$\sim 0$	2,5	— 14,5	pF
Ko 2512	Tempa S	$\sim 0$	4	— 14	pF
Ko 2513	Tempa S	$\sim 0$	4	— 17	pF
Ko 2514	Tempa S	$\sim 0$	6	— 25	pF
Ko 2515	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	4	— 21	pF II
Ko 2516	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	15	— 45	pF II
Ko 2517	Tempa S	$\sim 0$	1,5	— 7,5	pF II
Ko 2518	Tempa S	$\sim 0$	3,5	— 14	pF II
Ko 2616	Calit	$\sim 0$	1,2	— 3,7	pF II
Ko 2685	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	5	— 30	pF II
Ko 2686	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	15	— 60	pF II
Ko 2687	Tempa S	$\sim 0$	2	— 100	pF II
Ko 2688	Tempa S	$\sim 0$	4	— 17	pF II
Ko 2689	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	5	— 50	pF II
Ko 2690	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	20	— 100	pF II
Ko 2691	Tempa S	$\sim 0$	2,5	— 15	pF II
Ko 2692	Tempa S	$\sim 0$	6	— 25	pF II
Ko 2843	—	—	3,5	— 18	pF
Ko 2845	—	—	4	— 22	pF
Ko 2916/17	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	4	— 21	pF IV
Ko 2918/19	Condensa C	— $500 \cdot 10^{-6}$	4	— 21	pF III
Ko 2921/22	Tempa S	$\sim 0$	1,5	— 7,5	pF IV
Ko 2923/24	Tempa S	$\sim 0$	1,5	— 7,5	pF III
Ko 2984	Condensa F	$< 0$	6	— 36	pF
Ko 2991	Condensa F	$< 0$	3	— 20	pF
Ko 3038	Condensa F	$< 0$	15	— 45	pF
Ko 3177	—	—	7	— 25	pF
Ko 3212	—	—	5	— 20	pF
Ko 3252	—	—	5	— 20	pF
Ko 3253	—	—	2,5	— 10	pF

Megjegyzés: II = kettős trimmer, III = hármás trimmer, IV = négyes trimmer

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
<b>AC 3</b>	Sikkim	Ázsia	22
<b>AC 4</b>	Tibet	Ázsia	23
<b>AC 5</b>	Bhutan	Ázsia	22
<b>AP</b>	Pakisztán	Ázsia	21/22
AP 2	Sind tartomány		
AP 3	Beludzsisztán		
AP 4	ÉNy határtartomány		
AP 5	Ny-Pandzsab		
AP 6	Bhawalpur		
AP 7	Assam		
AP 8	Bengália		
<b>BV, C 3</b>	Tajvan	Ázsia	24
<b>BY, C</b>	Kínai Népköztársaság ( <b>B</b> is használatos)	Ázsia	23/24
C 1	Kiangsu		24
C 2	Hupe, Nganhuei, Csekiang		24
C 3	Kuantung, Fokien, Kuangszí, Hainan, Tajvan		24
C 4	Kueicsou, Hunan, Kiangszí, Jünnan		24
C 5	Szecsuan		23
C 6	Santung, Honan, Senszi		24
C 7	Hopei, Sanszi, Szuijüan, Csagar		24
C 8	Kanszu, Ninghszia, Hszinkiang		23
C 9	Mandzsúria		24
<b>CE</b>	Chile	Dél-Amerika	12
CE 1	Tacna, Tarapaca, Antofagasta, Atacama		
CE 2	Coquimbo, Aconcagua, Valparaiso		
CE 3	Santiago, O'Higgins, Colchagua		
CE 4	Curico, Talca, Linares, Maule, Nuble, Concepción		
CE 5	Bio Bio, Arauco, Malleco, Cautin, Valdivia		
CE 6	Llanquihue, Chiloe		
CE 7	Magellanes, Tierra del Fuego		
CE 9	Antarktisz-állomások	Dél-Amerika	13
CE 9 AA —			
CE 9 AM	Graham-föld		

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
CE 9 AN —			
CE 9 AZ	Déli Shetland-szig.		
CE Ø A	Húsvét-szig. (Rapa Nui)		
CE Ø Z	Juan Fernandez-szig.		
<b>CM</b>	Cuba	É.-Amerika	8
CM 1	Pinar del Rio		
CM 2	Habana (város)		
CM 3	Habana (tartomány)		
CM 4	Pinos-szig.		
CM 5	Matanzas		
CM 6	Las Villas		
CM 7	Camaguey		
CM 8	Oriente		
<b>CN 2</b>	Tanger (EK és KT is használatos)	Afrika	33
<b>CN 8, 9</b>	Francia Marokkó (5C)	Afrika	33
<b>CO</b>	Cuba (kerületek, mint CM)	É.-Amerika	8
<b>CP</b>	Bolívia	Dél-Amerika	10
CP 1	La Paz		
CP 2	Sucre		
CP 3	Oruro		
CP 4	Potosi		
CP 5	Cochabamba		
CP 6	Santa Cruz de la Sierra		
CP 7	Tarija		
CP 8	Trinidad		
<b>CR</b>	Portugál gyarmatok		
CR 4	Cap Verde-szig.	Afrika	33
CR 5	Portugál Guinea, Principe-szig., Szt. Tamás-szig.	Afrika	35/36
CR 6	Angola, Cabinda	Afrika	36
CR 7	Mozambique (Portugál Kelet-Afrika)	Afrika	37
CR 8	Goa (Portugál India)	Ázsia	22
CR 9	Macao	Ázsia	24
CR 10	Timor	Óceánia	28
<b>CT</b>	Portugália		
CT 1	Anyaország	Európa	14
CT 2	Azori-szig. (amerikai megszálló csapatokhoz tartozók részére CS 3 is)	Európa	14
CT 3	Madeira	Afrika	33
<b>CX</b>	Uruguay	Dél-Amerika	13

A kerületet a számjegy utáni első betű jelzi :

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
	a — c : Montevideo		
	d : Canelones		
	e : San José		
	f : Colonia		
	g — h : Soriano		
	i : Paysandru		
	j : Salto		
	k : Artigas		
	l : Florida		
	m : Flores		
	n : Durazno		
	o : Tacuarembo		
	p : Rivera		
	r : Maldonado		
	s : Lavalleja		
	t : Rocha		
	u : Treinta y Tres		
	v : Cerro Sargo		
	z : mozgó állomások		

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
<b>DI, DJ, DL</b>	Német Szövetségi Köztársaság	Európa	14
<b>DI</b>	Ipari és kutatási célokat szolgáló adók		
DJ ∅	A Német Szövetségi Köztársaságban tartózkodó idegen állampolgárok		
DJ 1 — D 1, } DL 1, DL 3, } DL 6, DL 9 }	Egyéb amatőr állomások		
DL 2	Angol megszálló csapatokhoz tartozók állomásai		
DL 4	Amerikai megszálló csapatokhoz tartozók állomásai		
DL 5	Francia megszálló csapatokhoz tartozók állomásai		
DL 7	Ny.-Berlin		
DL 8	Saar-vidék		
DL ∅	Különleges állomások		

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
<b>DM</b>	Német Demokratikus Köztársaság	Európa	14
DM 2	Egyéni állomások		
DM 3	Klubállomások		
DM Ø	Különleges állomások		
	A kerületet a hívójel utolsó betűje jelzi :		
	A : Rostock		
	B : Schwerin		
	C : Neubrandenburg		
	D : Potsdam		
	E : Frankfurt an der Oder		
	F : Cottbus		
	G : Magdeburg		
	H : Halle		
	I : Erfurt		
	J : Gera		
	K : Suhl		
	L : Dresden		
	M : Leipzig		
	N : Karl-Marx-Stadt		
	O : Berlin		
<b>DU</b>	Fülöp-szigetek	Ázsia	27
<b>EA</b>	Spanyolország	Európa	14
EA 1	Galícia, Asztúria, Kasztília		
EA 2	Vizcaya, Navarra		
EA 3	Katalónia		
EA 4	Közép-Spanyolország		
EA 5	Valencia, Castellón de la Plana, Alicante, Murcia, Levante		
EA 6	Baleárok		
EA 7	Andalúzia		
EA 8	Kanári-szigetek	Afrika	33
EA 9	Spanyol Marokkó, Ifni, Rio de Oro	Afrika	33
EA Ø	Spanyol Guinea	Afrika	33
<b>EI</b>	Ír szabadállam	Európa	14
<b>EK</b>	Tanger	Afrika	33
<b>EL</b>	Libéria	Afrika	35
<b>EP, EQ</b>	Irán	Ázsia	21
<b>ET</b>	Etiópia	Afrika	37
ET 2	Eritrea		
ET 3	Abesszínia		
<b>F</b>	Franciaország		
F 3, F 8, } F 9 }	Anyország	Európa	14

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
F 7	Amerikai megszálló csapatokhoz tartozók állomásai	Európa	14
FA	Algéria	Afrika	33
FB 8 Z	Adélia-föld (Antarktisz)	Óceánia	30
FC	Korzika	Európa	15
FE 8	Fr. Kamerun	Afrika	36
FF 8	Szahara, Fezzán	Afrika	33
FG 7	Guadeloupe	Köz.-Amerika	8
FI 8	Fr. Indokína	Ázsia	26
FK 8	Új-Kaledónia	Óceánia	32
FL 8	Francia Szomália	Afrika	37
FM 7	Martinique	Köz.-Amerika	8
FO 8	Fr. Óceánia (Tahiti), Clipperton-szig.	Óceánia	32
FP 8	Miquelon, Sz. Péter-szig.	Köz.-Amerika	7
FQ 8	Gabon Közt.	É.-Amerika	5
FR 7	Réunion	Afrika	36
FS 7	St. Martin	Afrika	39
FU 8	Új-Hebridák (YJ1)	Köz.-Amerika	8
FW 8	Wallis és Futuna-szig.	Óceánia	32
FY 7	Fr. Guayana, Inini	Óceánia	32
		D.-Amerika	9
<b>G</b>	Nagy-Britannia	Európa	14
G	Anglia		
GB	RSGB — különleges állomások		
GC	Angol Csatorna-szig.		
GD	Man-szig.		
GI	Észak-Írország		
GM	Skócia		
GW	Wales		
	(A „9” szám ipari állomást jelent)		
<b>HA</b>	Magyarország	Európa	15
HA 1	Győr, Vas, Zala megye		
HA 2	Komárom, Veszprém megye		
HA 3	Baranya, Somogy, Tolna megye		
HA 4	Fejér megye		
HA 5	Budapest		
HA 6	Heves, Nógrád megye		
HA 7	Pest, Szolnok megye		
HA 8	Bács-Kiskun, Békés, Csongrád megye		
HA 9	Borsod megye		
HA ∅	Hajdú, Szabolcs megye		
<b>HB</b>	Svájc	Európa	14
HB 1	Mozgó állomások		
HB 7	Hivatalos kísérleti adók		
HB 8	Ipari állomások		
HB 9	Állandó amatőr állomások		



Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
<b>HC</b>	Ecuador	D.-Amerika	10
HC 1	Quito		
HC 2	Guayaquil		
HC 3	Loja		
HC 4	Portoviejo		
HC 5	Ciudad Cuenza		
HC 8	Galápagos		
<b>HE</b>	Liechtenstein	Európa	14
<b>HG</b>	Magyarország (URH-adók)	Európa	15
<b>HH</b>	Haiti	Köz.-Amerika	8
<b>HI</b>	Dominikai Köztársaság	Köz.-Amerika	8
<b>HK</b>	Columbia	D.-Amerika	9
HK 1	Barranquilla, Cartagena		
HK 2	Santa Marta		
HK 3	Bogota		
HK 4	Medellin, Caldas		
HK 5	Cali, Buenaventura, Popayan		
HK 6	Manizales, Ibague		
HK 7	Bucaramanga		
HK 8	Caquetá		
HK ∅	San Andrés, Providencia	Köz.-Amerika	7
<b>HL</b>	Korea	Ázsia	25
<b>HP</b>	Panama	Köz.-Amerika	7
<b>HR</b>	Honduras	Köz.-Amerika	7
<b>HS</b>	Thaiföld (Sziám)	Ázsia	26
<b>HV</b>	Vatikán	Európa	15
<b>HZ</b>	Szaúd-Arábia	Ázsia	21
<b>I</b>	Olaszország		
I 1-4	Anyország és Trieszt	Európa	15
IS	Szardínia	Európa	15
IT	Szicília	Európa	15
<b>JA</b>	Japán	Ázsia	25
JA 1	Kanto		
JA 2	Tokai		
JA 3	Kinki		
JA 4	Sugoku		
JA 5	Sikoku		
JA 6	Kiusiu		
JA 7	Tohoku		
JA 8	Hokkaido		
JA 9	Hokuriku		
JA ∅	Sinecu		

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
JT 1	Mongol Népköztársaság	Ázsia	23/24
JY	Jordánia (ZC 7)	Ázsia	20
JZ Ø	Holland Új-Guinea (Irian)	Óceánia	28
K, W	Északamerikai Egyesült Államok	É.-Amerika	
K 1	Maine, New Hampshire, Vermont, Massachusetts, Rhode Island, Connecticut		5
K 2	New York, New Jersey		5
K 3	Pennsylvania, Delaware, Maryland		5
K 4	Észak- és Dél-Karolina, Georgia, Florida, Virginia		5
	Tennessee, Alabama, Kentucky		4
K 5	Mississippi, Louisiana, Arkansas, Texas, Oklahoma, Új-Mexikó		4
K 6	Kalifornia		3
K 7	Nevada, Utah, Arizona, Oregon, Washington, Idaho		3
	Montana Wyoming		4
K 8	Michigan, Ny.-Virginia		4
	Ohio		5
K 9	Illinois, Indiana, Wisconsin		4
K Ø	Colorado, Iowa, Kansas, Minnesota, Missouri, Nebraska, Észak- és Dél-Dakota		4
KA—KZ	USA megszálló csapatok állomásai		
KA	Japáni USA megszálló csapatokhoz tartozók állomásai	Ázsia	25
KA Ø	Bonin- és Vulkán-szig. (KG 6I)	Óceánia	27
KB 6	Phoenix-, Baker- és Howland-szig.	Óceánia	31
KC 4	Kis-Amerika	Antarktisz	13
KC 4	Navassa-szig.	Köz.-Amerika	8
KC 6	Karolina- és Palau-szig.	Óceánia	27
KF 3	Északi Sarkvidék	É.-Amerika	40
KG 1	Grönland	É.-Amerika	40
KG 4	Guantanamo-öböl (NY 4)	Köz.-Amerika	8
KG 6	Mariana-szig., Guam	Óceánia	27
KH 6	Hawaii	Óceánia	31
KJ 6	Johnston-szig.	Óceánia	31
KL 7	Alaszka	É.-Amerika	1
KM 6	Midway-szig.	Óceánia	31
KP 4	Puerto Rico	Köz.-Amerika	8
KP 6	Palmyra, Jarvis- és Karácsony-szig.	Óceánia	31
KR 6	Okinawa, Ryu-kyu-szig.	Ázsia	25
KS 4	Swan-szig.	É.-Amerika	7
KS 6	Samoa	Óceánia	32
KT 1	Tanger	Afrika	33
KV 4	Virgin-szig.	Köz.-Amerika	8
KW 6	Wake-szig.	Óceánia	31

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
KX 6	Marshall-szig.	Óceánia	31
KZ 5	Panama csatorna-övezet	Köz.-Amerika	7
<b>LA—LJ</b>	Norvégia	Európa	14
LA	Állandó amatőr-állomások		
LB	Mozgó amatőr-állomások, Jan Mayen-szig., Spitzbergák	Európa	40
LC	A hadseregben szolgáló amatőrök állomásai		
LD	A hadseregben szolgáló amatőrök mozgó állomásai		
LE, LF	Ipari állomások		
LI	Iskolák és egyetemek mozgó állomásai		
LJ	Iskolák és egyetemek állandó állomásai		
<b>LU</b>	Argentína	D.-Amerika	13
LU 1 AA —			
LU 9 CZZ	Buenos Aires (város)		
LU 1 DA —			
LU 9 EZZ	Buenos Aires (tartomány)		
LU 1 FA —			
LU 9 FZZ	Santa Fé (tartomány)		
LU 1 GA —			
LU 9 GOZ	Chagos (tartomány)		
LU 1 GP —			
LU 9 GZZ	Formosa (kerület)		
LU 1 HA —			
LU 9 HZZ	Cordoba (tartomány)		
LU 1 IA —			
LU 9 IZZ	Misiones (kerület)		
LU 1 JA —			
LU 9 JZZ	Entre Rios (tartomány)		
LU 1 KA —			
LU 9 KZZ	Tucuman (tartomány)		
LU 1 LA —			
LU 9 LZZ	Corrientes (tartomány)		
LU 1 MA —			
LU 9 MZZ	Mendoza (tartomány)		
LU 1 NA —			
LU 9 NZZ	Santiago del Estero (tartomány)		
LU 1 OA —			
LU 9 OZZ	Salta (tartomány)		
LU 1 PA —			
LU 9 PZZ	San Juan (tartomány)		
LU 1 QA —			
LU 9 QZZ	San Luis (tartomány)		
LU 1 RA —			

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
LU 9 RZZ	Catamarca (tartomány)		
LU 1 SA —			
LU 9 SZZ	La Rioja (tartomány)		
LU 1 TA —			
LU 9 TZZ	Jujuy (tartomány)		
LU 1 UA —			
LU 9 UZZ	Pampa (tartomány)		
LU 1 VA —			
LU 9 VOZ	Neuquen (kerület)		
LU 1 VP —			
LU 9 XZZ	Rio Negro (kerület)		
LU 1 WA —			
LU 9 VZZ	Comodore Rivaldavia (kerület)		
LU 1 XA —			
LU 9 WZZ	Santa Cruz (kerület)		
LU 1 XP —			
LU 9 XOZ	Sierra del Fuego (kerület)		
LU 1 YA —			
LU 9 YZZ	Chubut (kerület)		
LU 1 ZA —			
LU 9 ZZZ	Antarktisz szigetcsoport		
<b>LX</b>	Luxemburg	Európa	14
<b>LZ</b>	Bolgár Népköztársaság	Európa	20
<b>M 1 (9A)</b>	San Marino	Európa	15
<b>MB—MT</b>	Brit megszállás alatt álló területek		
MP 4	Bahrein-szig. (VU 7, VS 8)	Ázsia	21
MP 4	Qwatar sejktség (6 L)	Ázsia	21
MP 4	Oman (VS 9)	Ázsia	21
<b>OA</b>	Peru	D.-Amerika	10
OA 1	Negritos		
OA 3	Huanuco		
OA 4	Lima		
OA 5	Huanto		
OA 6	Arequipa		
OA 7	Puerte Maldonado		
<b>OD 5</b>	Libanon	Ázsia	20
<b>OE</b>	Ausztria	Európa	15
OE 1	Wien		
OE 2	Salzburg		
OE 3	Alsó-Ausztria		
OE 4	Burgenland		
OE 5	Felső-Ausztria		
OE 6	Stájerország		
OE 7	Tirol		

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
OE 8	Karintia		
OE 9	Vorarlberg		
<b>OH, OI</b>	Finnország	Európa	15
OH	Amatőr állomások		
OI	Hivatalos kísérleti állomások		
OH Ø	Ålands-szig.		
<b>OK</b>	Csehszlovák Szocialista Köztársaság	Európa	15
OK 1	Csehország		
OK 2	Morvaország		
OK 3	Szlovákia		
OK 4–7	Hivatalos kísérleti adók		
<b>ON 4</b>	Belgium	Európa	
<b>OX, KG 1</b>	Grönland	É.-Amerika	40
<b>OY</b>	Fär-Öer-szig.	Európa	14
<b>OZ</b>	Dánia	Európa	14
<b>PA–PI</b>	Hollandia	Európa	14
Pa Ø	Amatőr állomások		
PH 1	Hivatalos kísérleti adók		
PI	Iskola-állomások		
<b>PJ</b>	Holland Nyugat-India	Köz.-Amerika	9
PJ...A	Aruba		9
PJ...B	Bonaire		9
PJ...C	Curaçao		9
PJ...E	Szt. Eustatius		8
PJ...M	Szt. Márton (FG)		8
PJ...S	Saba szig.		8
<b>PK</b>	Indonézia	Óceánia	28
PK 1–3	Jáva		
PK 4	Szumatra		
PK 5	Borneo		
PK 6	Celebesz, Molukki-szig.		
<b>PX</b>	Andorra	Európa	14
<b>PY</b>	Brazília	D.-Amerika	11
PY 1 a–l	Rio de Janeiro (város)		
PY 1 m–t	Rio de Janeiro (állam)		
PY 1 u–z	Espirito Santo (állam)		
PY 2 a–t	São Paulo (állam)		
PY 2 u–z	Goyaz (állam)		
PY 3	Rio Grande do Sul (állam)		
PY 4	Minas Geraes (állam)		
PY 5 a–p	Parana (állam)		
PY 5 q–z	Santa Catarina (állam)		

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
PY 6 a—p	Bahia (állam)		
PY 6 q—z	Sergipe (állam)		
PY 7 a—f	Pernambuco (állam)		
PY 7 g—k	Alagoas (állam)		
PY 7 l—p	Parahyba (állam)		
PY 7 q—u	Rio Grande del Norte (állam)		
PY 7 v—z	Ceara (állam)		
PY 8 a—f	Para (állam)		
PY 8 g—l	Amazonas (állam)		
PY 8 m—q	Maranhao (állam)		
PY 8 r—t	Piauhy (állam)		
PY 8 u	Amapa (különleges kerület)		
PY 8 v	Rio Branco (különleges kerület)		
PY 8 W—x	Acre (különleges kerület)		
PY 8 y—z	Guaporé (különleges kerület)		
PY 9	Matto Grosso (állam)		
PY Ø	Fernando de Naronha; Trinidad és Martin Vaz szig.		
<b>PZ</b>	Holland Guayana (Surinam)	D.-Amerika	9
<b>R</b>	Szovjetunió (URH-állomások)		
<b>SH, SL, SM</b>	Svédország	Európa	14
SH, SL	Hivatalos állomások		
SM	Amatőr állomások		
SM 1	Gotland		
SM 2	É.-Norrland		
SM 3	Közép-Norrland		
SM 4	D.-Norrland		
SM 5	K.-Svealand		
SM 6	Ny.-Svealand		
SM 7	Götaland		
<b>SP</b>	Lengyel Népköztársaság	Európa	15
SP 1	Szczecin, Koszalin		
SP 2	Bydgoszcz, Gdansk		
SP 3	Poznan, Zielona Góra		
SP 4	Bialystok, Olsztyn		
SP 5	Warszawa		
SP 6	Opole, Wroclaw		
SP 7	Lódz, Kielce		
SP 8	Rzeszów, Lublin		
SP 9	Kraków, Stalinograd		
<b>ST</b>	Szudán	Afrika	34
<b>SU</b>	Egyiptom (MG 5 is használatos)	Afrika	34
<b>SV</b>	Görögország	Európa	20
SV 1	Anyország		

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
SV 5	Dodekanezosz		
SV 9	Kréta		
SV Ø	Szövetséges csapatokhoz tartozók állomásai		
<b>TA</b>	Törökország	Európa 14, Ázsia 20	
<b>TD 8</b>	Dahomey	Afrika	35
<b>TF</b>	Izland	Európa	40
<b>TG</b>	Guatemala	Köz.-Amerika	7
TG 8	Quezaltenango		
TG 9	Guatemala (város)		
<b>TI</b>	Costarica	Köz.-Amerika	7
TI 1, 2	San José		
TI 3	Cartago		
TI 4	Heredia		
TI 5	Alajuela, Atenas		
TI 6	Port Limon		
TI 8	Punta Arenas		
TI 9	Kokos-szig. (HK Ø)		
<b>TL 8</b>	Középfrikai Közt.	Afrika	36
<b>TN 8</b>	Kongói Közt.	Afrika	36
<b>TT 8</b>	Csad	Afrika	36
<b>TT</b>	Tannu Tuva (UA Ø is használatos)	Ázsia	23
<b>TU 2</b>	Elefántcsont part	Afrika	35
<b>TZ 8</b>	Mali	Afrika	35
<b>TV 8</b>	Volta	Afrika	35
<b>U</b>	Szovjetunió		
UA 1	Leningrád, Archangelszk, Novaja Zemlya	Európa	16
	Ferenc József-föld	Európa	40
UA 2	Kalinyingrádi kerület	Európa	16
UA 3	Moszkva, Kalinyin	Európa	16
UA 4	Középső Volga-vidék	Európa	16
UA 6	É-Kaukázus	Európa	16
UA 9	Ural	Ázsia	17/18
UA Ø	Szibéria, Wrangel-szig., Medve-szig., Kuri-li-szig., Új-Szibériai-szig.	Ázsia	19
UB 5	Ukrán SZSZK	Európa	16
UC 2	Belorussz SZSZK	Európa	16
UD 6	Asszerbajdzsan SZSZK	Ázsia	21
UF 6	Grúz SZSZK	Ázsia	21
UG 6	Örmény SZSZK	Ázsia	21
UH 8	Turkmén SZSZK	Ázsia	17
UI 8	Üzbég SZSZK	Ázsia	17
UJ 8	Tadzsik SZSZK	Ázsia	17
UL 7	Kazah SZSZK	Ázsia	17



Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
UM 8	Kirgiz SZSZK	Ázsia	17
UN 1	Karél-finn SZSZK	Európa	16
UO 5	Moldva SZSZK	Európa	16
UP 2	Litván SZSZK	Európa	15
UQ 2	Lett SZSZK	Európa	15
UR 2	Észt SZSZK	Európa	15
<b>VE, VO</b>	Kanada	É.-Amerika	1—5
VE 1	Új-Skócia, Új-Braunschweig, Eduárd-hg.-szig.		
VE 2	Quebec		
VE 3	Ontario		
VE 4	Manitoba		
VE 5	Saskatchewan		
VE 6	Alberta		
VE 7	Brit Kolumbia		
VE 8 a — l	Yukon		
VE 8 m — z	Hivatalos kísérleti adók		
VE 9	ÉNy.-tartomány		
VE ∅	Hajók		
<b>VK</b>	Ausztrália	Óceánia	
VK 1	Canberra		30
VK 2	Új-Dél-Wales		30
VK 3	Victoria		30
VK 4	Queensland		30
VK 5	Dél-Ausztrália		29/30
VK 6	Nyugat-Ausztrália		29
VK 7	Tasmania		30
VK 8	Észak-Ausztrália		28
VK 9	Új-Guinea, Papua		32
	Norfolk-szig., Admiralitás-szig.		29
	Cocos-szig.		29
VK ∅	Macquarie-szig., Heard-szig., Antarktisi állomások		
<b>VO</b>	Új-Fundland	É.-Amerika	5
VO 1	St. Johns (város)		
VO 2	A 49. szélességi foktól délre és az 56. hosszúsági foktól keletre fekvő terület		
VO 3	A 49. szélességi foktól északra és az 56. hosszúsági foktól keletre fekvő terület		
VO 4	A 49. szélességi foktól délre és az 56. hosszúsági foktól nyugatra fekvő terület		
VO 5	A 49. szélességi foktól északra és az 56. hosszúsági foktól nyugatra fekvő terület		
VO 6	Labrador		

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
<b>VP</b>	Közép- és dél-amerikai brit birtokok	Köz.- és Dél-Amerika	
VP 1	Brit Honduras		7
VP 2	Kis-Antillák (Leeward- és Windward-szig.)		8
VP 2 a	Antigua és Barbuda		
VP 2 d	Dominica (Windward)		
VP 2 g	Grenada (Windward)		
VP 2 h	Anguilla (Leeward)		
VP 2 k	St. Kitts-Nevis (Leeward)		
VP 2 l	St. Lucia (Windward)		
VP 2 m	Montserrat (Leeward)		
VP 2 r	Brit Virgin-szig.		
VP 2 s	St. Vincent (Leeward)		
VP 3	Brit Guayana		9
VP 4	Trinidad, Tobago		9
VP 5	Kajmán-szig., Jamaica, Turks-szig., Caicos-szig.		8
VP 6	Barbados		8
VP 7	Bahama-szig.		8
VP 8	Falkland-szig., Dél-Georgia, Dél-Shetland-, Dél-Orkney- és Dél-Sandwich-szig.		13
VP 9	Bermuda-szig.		5
<b>VQ</b>	Kelet-afrikai brit birtokok	Afrika	
VQ 1	Zanzibar		37
VQ 3	Tanganyika		37
VQ 4	Kenya		37
VQ 5	Uganda		37
VQ 7	Aldabra-szig.		39
VQ 8	Mauritius-, Rodriguez- és Chagos-szig.		39
VQ 9	Seychelles-szig., Amirantes-szig.		39
<b>VR</b>	Csendes-óceáni brit birtokok	Óceánia	
VR 1	Gilbert- és Ellis-szig., Brit Phoenix-szig.		31
VR 2	Fidzsi-szig.		32
VR 3	Fanning-szig.		31
VR 4	Brit Salamon-szig.		28
VR 5	Tonga-szig.		32
VR 6	Pitcairn-szig.		32
<b>VS</b>	Indiai-óceáni brit birtokok		
VS 1, 2	Singapur	Ázsia	28
VS 4	Sarawak	Ázsia	28
VS 5	Labuan, Brunei	Ázsia	28
VS 6	Hong Kong	Ázsia	24
VS 9	Aden. Perim, Oman (Maskat)	Ázsia	21/22

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
<b>VU</b>	India	Ázsia	
VU 2, 3	Indiai Unió		22
VU 4	Lakkadiva-szig.		22
VU 5	Andaman- és Nikobar-szig.		26
VU 8	Hivatalos kísérleti adók		
<b>W, WA, WN, WV</b>	Északamerikai Egyesült Államok (az államok és zónák beosztását lásd a K 1–K 0 hívójeleknél)	É.-Amerika	
<b>XE, XF</b>	Mexikó	É.-Amerika	6
XE 1	Közép-Mexikó		
XE 2	Észak-Mexikó		
XE 3	Dél-Mexikó		
XE 4	Revilla Gigedo-szig.		
XE 6	Todos Santos-szig.		
<b>XW 8</b>	Laosz	Ázsia	26
<b>XZ 2</b>	Burma	Ázsia	26
<b>YA</b>	Afganisztán	Ázsia	21
<b>YI</b>	Irak (MD 6)	Ázsia	21
<b>YJ 1</b>	Új-Hebridák	Óceánia	32
<b>YK</b>	Szíria	Ázsia	20
<b>YN</b>	Nicaragua	Köz.-Amerika	7
YN 1	Managua		
YN 2	Granada		
YN 3	León		
YN 0	Corn-szig.		
<b>YO</b>	Román Népköztársaság	Európa	20
YO 2	Temesvár, Arad		
YO 3	Bukarest, Ploesti		
YO 4	Galati, Constanța		
YO 5	Kolozsvár, Nagyvárad, Szatmárnémeti		
YO 6	Nagyszeben, Brassó		
YO 7	Craiova, Pitesti		
YO 8	Iasi, Bacau, Barlad		
<b>YS</b>	San Salvador	Köz.-Amerika	7
<b>YU</b>	Jugoszláv Szövetségi Köztársaság	Európa	15
YU 1	Szerbia		
YU 2	Horvátország		
YU 3	Szlovénia		
YU 4	Bosznia		
YU 5	Macedónia		
YU 6	Montenegro		
YU 7	Trieszt		

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
<b>YV</b>	Venezuela	D.-Amerika	9
YV 1	Maracaibo, Valera		
YV 3	San Cristobal		
YV 4	Valencia, Maracay		
YV 5	Caracas		
YV 6	Barcelona, Bolivar		
YV 7	Cumaná		
YV 8	Maturin, Quirequire		
YV Ø	Aves-szig.		
<b>ZA</b>	Albán Népköztársaság	Európa	15
<b>ZB—ZK</b>	Brit birtokok		
ZB 1	Malta	Európa	15
ZB 2	Gibraltár	Európa	14
ZC 4	Ciprus	Ázsia	20
ZC 5	Brit Észak-Borneo	Ázsia	28
ZC 6	Palesztina	Ázsia	20
ZD 1	Sierra Leone	Afrika	35
ZD 3	Gambia	Afrika	35
ZD 4	Togo	Afrika	35
ZD 6	Nyassaföld	Afrika	37
ZD 7	Szt. Ilona-szig.	Afrika	36
ZD 8	Ascension	Afrika	36
ZD 9	Tristan de Cunha, Gough	Afrika	38
ZE	Rhodézia	Afrika	38
ZK 1	Cook-szig.	Óceánia	32
ZK 2	Niue (Nauru)-szig.	Óceánia	31
<b>ZL</b>	Új-Zéland	Óceánia	32
ZL 1	Auckland, Kermadec-szig.		
ZL 2	Északi sziget		
ZL 3	A déli sziget északi része		
ZL 4	A déli sziget déli része		
ZL 5	Antarktisi állomások		
<b>ZM 6</b>	Nyugat-Samoa	Óceánia	32
<b>ZM 7</b>	Tokelau-szig.	Óceánia	31
<b>ZP</b>	Paraguay	D.-Amerika	11
<b>ZS</b>	Dél-afrikai Unió	Afrika	38
ZS 1	Fokföld		
ZS 2	Fokföld középső és keleti része, Marion- és Edward hg.-szig.		
ZS 3	Délnyugat-Afrika		
ZS 4	Oranje, Fokföld ÉNy.-része		
ZS 5	Natal, Kelet-Griquauföld		
ZS 6	Transvaal		
ZS 7	Swaziföld		

Hívójel	Ország (kerület)	Földrész	Zóna
ZS 8	Basuto-föld		
ZS 9	Becsuaana-föld		
3 A	Monaco	Európa	14
3 V 8	Tunisz	Afrika	33
3 W 8	Vietnam	Ázsia	26
4 S 7	Ceylon	Ázsia	22
4 W 1	Jemen	Ázsia	21
4 X 4	Izrael	Ázsia	20
5 A	Líbia	Afrika	34
5 N 2	Nigéria	Afrika	35
5 R 8	Malgas Közt.	Afrika	39
5 U 7	Niger	Afrika	35
		Afrika	33
6 O 1, 2	Szomáli Köztársaság	Afrika	
6 T 5	Mauretánia	Afrika	35
6 W 8	Szenegál	Afrika	35
7 G 1	Guineai Köztársaság	Afrika	
9 G 1	Ghana	Afrika	35
9 K 2	Kuwait	Ázsia	
9 M 2	Malájföld	Ázsia	
9 N 1	Nepal	Ázsia	22
9 Q 5	Kongói Köztársaság	Afrika	
9 U 5	Ruanda Urundi	Afrika	

A következőkben ismertetett táviró jelkulcs és üzemi rövidítések nemzetköziek, és a világ bármelyik nyelvetületén dolgozó rádióamatőrök közötti gyors megértést tesznek lehetővé.

Mindegyik jelcsoport és üzemi rövidítés kérdésnek is tekinthető, ha kérdőjelet adunk utána. Egyes rövidítéseknek igenlő vagy nemleges értelmezést is adhatunk azáltal, ha közvetlenül a rövidítés után „c”, ill. „n” betűt billentyűzünk.

a) A rádióamatőr-forgalomban használt Q-kód

**QA...**

**QAZ** itt zivatar van

**QR...**

**QRA** az állomás neve vagy földrajzi helye

**QRG** az állomás pontos frekvenciája

**QRH** az állomás frekvenciája ingadozik

**QRI** az állomás jeleinek a hangja ingadozik vagy ugrásszerűen változik

**QRJ** az állomás jelei gyengék

**QRK** a jelek olvashatósága (1–5)

**QRL** el vagyok foglalva

**QRM** idegen adó zavar

**QRN** légköri zavarok vannak

**QRO** növelje a teljesítményét !

**QRP** csökkentse a teljesítményét !

**QRQ** adjon gyorsabban !

**QRS** adjon lassabban !

**QRT** hagyja abba az adást !

**QRU** nincs közleményem az Ön részére

**QRV** készen vagyok

**QRW** értesítem ....t, hogy Ön ..... kHz-en hívja

**QRX** várjon !

**QRZ** ..... hívja Önt ..... kHz-en

**QS...**

**QSA** adásának erőssége (1–5)

**QSB** jelei változó erősségűek

**QSD** billentyűzése hibás

**QSK** break-in üzemben dolgozom

**QSL** vételi elismervényt küldök

**QSM** Ismételje meg a közleményt! (kereskedelmi)

<b>QSO</b>	.... állomással tudok levelezni
<b>QSP</b>	közvetítsen .... állomásnak!
<b>QSQ</b>	csak egyszer adjon minden szót! (kereskedelmi)
<b>QST</b>	„mindenkinek” (általános felhívás)
<b>QSY</b>	térjen át .... frekvenciára!
<b>QSZ</b>	adjon minden szót kétszer!
<b>QT...</b>	
<b>QTA</b>	közleményem érvénytelen
<b>QTC</b>	közleményem van az Ön számára
<b>QTH</b>	az állomás földrajzi helye vagy megnevezése
<b>QTR</b>	a pontos idő
<b>QZ...</b>	(csak kereskedelmi forgalomban)
<b>QZE</b>	adásának frekvenciája magas, menjen lejjebb!
<b>QZF</b>	adásának frekvenciája alacsony, menjen feljebb!
<b>QZP</b>	adóhiba
<b>QZT</b>	vevőhiba
<b>QZY</b>	adása nem hallható

## b) A vétel minőségére vonatkozó jelkulcs

A rádióforgalom gyakorlati lebonyolítása megkívánja a vett jelek olvashatóságára, erősségére és hangminőségére vonatkozó közléseket is.

1. A kereskedelmi forgalomban általában az **QRK/QSA**-rendszert alkalmazzák.

### **QRK** a jelek olvashatósága

<b>1</b>	olvashatatlan
<b>2</b>	időnként olvasható
<b>3</b>	nehezen olvasható
<b>4</b>	olvasható
<b>5</b>	teljesen olvasható

### **QSA** az adás hallhatósága

<b>1</b>	alig hallható
<b>2</b>	gyengén hallható
<b>3</b>	elég jól hallható
<b>4</b>	jól hallható
<b>5</b>	igen jól hallható

Léghőri zavarok esetén az QRN jelcsoportot a következő jelekkel egészíthetjük ki:

<b>X</b>	gyenge
<b>XX</b>	elég erős
<b>XXX</b>	nagyon erős

Hangerőingadozás (fading) esetén a QSB jelcsoport a következő jelekkel egészíthető ki:

<b>F</b>	gyenge
<b>FF</b>	elég erős



<b>FFF</b>	teljes fading
<b>S</b>	lassú ingadozás
<b>SS</b>	nagyon lassú ingadozás
<b>R</b>	gyors ingadozás
<b>RR</b>	nagyon gyors ingadozás

2. A nemzetközi *amatőr*-forgalomban leginkább az **RST**-rendszert alkalmazzák a vétel minőségének a közlésére.

**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 fehallgatóval alig elviselhetően erős
- 8 jó hangszóró-hangerő
- 9 igen jó hangszóró-hangerő

**T hangminőség (tone)**

- 1 rendkívül szűretlen
- 2 nagyon szűretlen 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
- 7 csaknem egyenáramú hang, enyhe bűgással
- 8 jó egyenáramú hang, némi bűgási nyomokkal
- 9 tiszta egyenáramú hang

Ha a hang kristályosan stabil, akkor ismertetőként **X** jelet kell utána adni.

3. Távbeszélő adásoknál az **RST**-kulcs **T**-sorozata helyére az **F**-sorozat lép.

**F hangminőség távbeszélő üzemben**

- 1 torzított, erősen túlmodulált, érthetetlen beszéd
- 2 torzított, 10–15%-ban érthető beszéd
- 3 valamivel jobb, de még mindig rosszul érthető
- 4 torz, kb. 30%-ban érthető beszéd
- 5 rossz minőségű átvitel, kb. 60%-ban érthető
- 6 torz, de teljes egészében érthető beszéd
- 7 nyhén torzított, teljes egészében érthető beszéd
- 8 jól érthető
- 9 igen jó moduláció

Távbeszélő adással kapcsolatban az **RSM**-kulcs is alkalmazható:

<b>R</b>	<b>olvashatóság</b> (1–5, mint az <b>RST</b> -kulcsnál)
<b>S</b>	<b>a jelek erőssége</b> (1–9, mint az <b>RST</b> -kulcsnál)
<b>M</b>	<b>a moduláció minősége</b>
1	érthetetlen
2	rossz minőségű moduláció, vadrezgések
3	rossz minőségű, részben frekvenciamoduláció
4	túlmoduláció
5	jó minőségű moduláció, túlmodulálás nélkül

4. A távbeszélő-adások részletes minősítésére szolgál a **Rafisbemqo**-rendszer:

**R a hordozó hullám erőssége**

1	alig hallható
2	gyenge
3	közepes
4	erős
5	nagyon erős

**A a fading erőssége**

1	jelentéktelen
2	gyenge
3	közepes
4	erős
5	nagyon erős

**F a fading periódusa**

1	nagyon hosszú
2	hosszú
3	közepes
4	rövid
5	nagyon rövid

**I idegen adó zavarásának a mértéke**

∅	nincs
1	jelentéktelen
2	kismértékű
3	közepes
4	erős
5	nagyon erős

**S légtéri zavarok erőssége**

∅	nincs
1	jelentéktelen
2	kis mértékű
3	közepes
4	erős
5	nagyon erős

- B zavar szint**
- Ø zavar nem észlelhető
  - 1 rendkívül alacsony
  - 2 alacsony
  - 3 közepes
  - 4 magas
  - 5 rendkívül magas
- E a hordozó hullámot zavaró zajok erőssége**
- Ø teljesen csendes
  - 1 nagyon kis mértékű
  - 2 kismértékű
  - 3 közepes
  - 4 nagymértékű
  - 5 igen nagy mértékű
- M a moduláció foka**
- Ø nincs moduláció
  - 1 nagyon kicsi
  - 2 kicsi
  - 3 éppen csak használható
  - 4 jó
  - 5 mély
  - 6 túlmodulált
- Q a moduláció jósága**
- 1 nagyon rossz
  - 2 rossz
  - 3 éppen csak használható
  - 4 jó
  - 5 kiváló
- O érthetőség**
- 1 nagyon rossz
  - 2 rossz
  - 3 éppen csak érthető
  - 4 ó
  - 5 kiváló

A vétel minőségéről tájékoztató közlések alkalmával előbb összefüggően le kell adni a rendszer betűit, és csak azok után a megfelelő számértékeket. Kivétel csak a kereskedelmi **QRK/QSA**-rendszer, amelynél a vétel minőségét jellemző számjegyeket közvetlenül a megfelelő **Q**-csoport után kell leadni.

## c) Az amatőrforgalomban használatos üzemi rövidítések

## A

<b>aa</b>	mindent ..... után
<b>ab</b>	mindent ..... előtt
<b>abt</b>	körülbelül
<b>ac</b>	váltakozó áram
<b>adr</b>	cím
<b>aer</b>	antenna
<b>agn</b>	újra
<b>al</b>	minden
<b>am</b>	délelőtt
<b>am</b>	amplitudómoduláció
<b>ammtr</b>	ampermérő
<b>ans</b>	válasz
<b>ant</b>	antenna
<b>avc</b>	önműködő erősítésszabályozás (ÖESz)
<b>awdh</b>	a viszonthallásra (németek közötti forgalomban)

## B

<b>bci</b>	rádióvételi zavar
<b>bcl</b>	rádióhallgató
<b>bcnu</b>	szívesen leveleznék Önnel újra
<b>bcus</b>	mert
<b>bd</b>	rossz
<b>beam</b>	irányító hatású antenna
<b>best</b>	a legjobb
<b>bfo</b>	lebegtetős oszcillátor
<b>bk</b>	adását félbeszakítom (üzemi jelzés)
<b>bn</b>	mindent ..... és ..... között
<b>bte</b>	kérem (németek közötti forgalomban)
<b>bu</b>	puffer-üzem
<b>bug</b>	félautomatikus táviróbillentyű
<b>buk</b>	hívójeltáblázat
<b>by</b>	-tól, -től, által
<b>b4</b>	előtt

## C

<b>c</b>	igen
<b>call</b>	hívás, hívójel
<b>cc</b>	kristályvezérlésű
<b>cheerio</b>	szervusz, barátságos búcsúzás
<b>ckt</b>	kapcsolás
<b>cl</b>	üzememet beszüntetem (üzemi jelzés)
<b>clid</b>	hívott

<b>clg</b>	hívó
<b>co</b>	kristályvezérlésű oszcillátor
<b>conds</b>	feltételek, terjedési viszonyok
<b>condx</b>	távolsági összeköttetés lehetőségei
<b>congrats</b>	szerencsekívánatok
<b>contest</b>	verseny
<b>cp</b>	ellensúly
<b>cq</b>	„mindenkinek”, általános felhívás
<b>crd</b>	levelezőlap
<b>cuagn</b>	a viszonthallásra
<b>cul</b>	remélem, ismét hallhatom
<b>cw</b>	távíró üzem

**D**

<b>dc</b>	egyenáram
<b>de</b>	-tól, -től (hívás alkalmával, pl.: DM 2 ABK de UA 1 CD)
<b>dk</b>	köszönöm, köszönet (németek közötti forgalomban)
<b>dope</b>	tájékoztató
<b>dr</b>	kedves (a megszólításban)
<b>ds</b>	nagyon szépen köszönöm (németek közötti forgalomban)
<b>dssc</b>	kétoldalsávú átvitel elnyomott vivőhullámmal
<b>dsw</b>	a viszonthallásra (népi demokratikus állomásokkal való forgalomban)
<b>dx</b>	nagy távolságra, nagytávolságú összeköttetés

**E**

<b>eco</b>	elektroncsatolású oszcillátor
<b>elbug</b>	elektronikus távíróbillentyű
<b>ent</b>	bocsásson meg (németek közötti forgalomban)
<b>ere</b>	itt
<b>es</b>	és
<b>ex</b>	korábban, korábbi

**F**

<b>f</b>	frekvencia
<b>fan</b>	lelkes amatőr
<b>fb</b>	remek, nagyszerű
<b>fd</b>	frekvenciakétszerező
<b>fer</b>	-nak, -nek, számára
<b>fm</b>	-tól, -től
<b>fm</b>	frekvenciamoduláció
<b>fmtr</b>	frekvenciamérő
<b>fone</b>	távbeszélő üzem
<b>fr</b>	-nak, -nek, számára
<b>frd</b>	barát, barátom
<b>freq</b>	frekvencia
<b>frm</b>	-tól, -től

## G

<b>ga</b>	kezdje el, folytassa adását
<b>ga</b>	jó estét (németek közötti forgalomban)
<b>gang</b>	amatőr-csoport (pl. „dx-gang”)
<b>gb</b>	Isten önnel!
<b>gd</b>	jó napot!
<b>ge</b>	jó estét!
<b>gld</b>	örülök, örülni
<b>gm</b>	jó reggelt!
<b>gmt</b>	greenwichi középideje
<b>gn</b>	jó éjszakát!
<b>gt</b>	jó napot! (németek közötti forgalomban)
<b>gud</b>	jó, sok

## H

<b>ham</b>	amatőr
<b>handle</b>	hívónév
<b>hf</b>	nagyfrekvencia, rádiófrekvencia
<b>hi</b>	nevetés, nevetni, öröm kifejezése
<b>hpe</b>	remélem
<b>hr</b>	itt
<b>hrd</b>	hallott
<b>hv</b>	nekem van, Önnek van
<b>hvnt</b>	nekem nincs, Önnek nincs
<b>hw?</b>	hogyan hall engem? mi erről a véleménye?
<b>hwsat?</b>	mit tart Ön erről?

## I

<b>i</b>	én
<b>inpt</b>	a végfokozat bemenő anódteljesítménye
<b>irpt</b>	ismétlem

## K

<b>k</b>	adás kezdete (üzemi jelzés)
<b>kc</b>	kilociklus
<b>khz</b>	kilohertz (németek közötti forgalomban)
<b>kw</b>	kilowatt
<b>kw</b>	rövid hullám (németek közötti forgalomban)
<b>ky, key</b>	távíró billentyű

## L

<b>lb</b>	kedves (németek közötti forgalomban)
<b>lis</b>	hatóságilag engedélyezett adóállomás
<b>log</b>	üzemi jegyzőkönyv
<b>ltr</b>	levél
<b>luck</b>	szerencse

**M**

<b>m</b>	méter
<b>ma</b>	milliamper
<b>mc</b>	megaciklus
<b>mdx</b>	ideiglenes állomáshelyről áthidalt legnagyobb távolság (pl. hordozható és helyhez kötött, vagy két hordozható állomás között); csak URH-on használatos
<b>mez</b>	közép-európai idő
<b>mhz</b>	megahertz (németek közötti forgalomban)
<b>mi</b>	az enyém
<b>mike</b>	mikrofon
<b>mni</b>	sok
<b>mo</b>	vezérszcillátor
<b>mod</b>	moduláció
<b>most</b>	a legtöbb, többnyire
<b>msg</b>	közlemény
<b>mtr</b>	méter
<b>my</b>	az enyém

**N**

<b>n</b>	nem, tagadás
<b>nfm</b>	keskenysávú frekvenciamoduláció
<b>nil</b>	semmi
<b>nite</b>	éjszaka
<b>nr</b>	szám
<b>nr</b>	.... mellett, ..... közelében
<b>nw</b>	most

**O**

<b>ob</b>	öreg fiú, öregem
<b>oc</b>	kedves barátom
<b>odx</b>	állandó állomáshelyről áthidalt legnagyobb távolság (pl. helyhez kötött és hordozható, vagy két helyhez kötött állomás között); csak URH-on használatos
<b>ok</b>	rendben van, egyetértünk
<b>om</b>	kedves barátom
<b>only</b>	csak
<b>op</b>	rádiós, állomáskezelő, távirász
<b>osc</b>	oszcillátor
<b>ow</b>	feleség

**P**

<b>pa</b>	teljesítményerősítő, adó végfokozata
<b>part</b>	részben
<b>pm</b>	délután
<b>pse</b>	kérem



<b>psed</b>	örülök, örülnék
<b>pp</b>	ellenütemű végerősítő fokozat
<b>pwr</b>	teljesítmény, energia

**Q**

<b>qm</b>	távmondatt
<b>qrmer</b>	zavaró
<b>qsll</b>	küldjünk egymásnak QSL-lapot!
<b>qst</b>	minden amatőrállomás részére szóló közlemény

**R**

<b>r</b>	helyes ; nyugtázás jele
<b>rac</b>	egyenirányított váltakozó áram
<b>rcd</b>	felvett, megkapott
<b>rcvr</b>	vevőkészülék
<b>rfb</b>	adását kitűnően vettem
<b>rig</b>	állomásfelszerelés
<b>rok</b>	adását jól vettem, mindent megértettem
<b>rprt</b>	tudósítás
<b>rpt</b>	kérem, ismételje meg! ismétlem
<b>rsolid</b>	adását kifogástalanul vettem
<b>rx</b>	vevőkészülék

**S**

<b>sa</b>	mondja csak!
<b>sig</b>	aláírás
<b>sigs</b>	jelek, jelzések
<b>sked</b>	megbeszélt adás
<b>skip</b>	ugrási övezet
<b>sm</b>	szupermoduláció
<b>solid</b>	kifogástalan
<b>spk</b>	beszéljen!
<b>sri</b>	sajnos, sajnálom
<b>stdi</b>	stabil, állandó
<b>stn</b>	állomás
<b>sum</b>	valamennyi, egy kevés
<b>swl</b>	rövidhullámú hallgató
<b>swr</b>	állóhullámviszony

**T**

<b>test</b>	kísérlet
<b>tkc</b>	köszönöm
<b>tku</b>	köszönöm Önnek
<b>tnt</b>	Huth—Kühn-adó
<b>tnx</b>	köszönöm, köszönet
<b>to</b>	-ig
<b>tow</b>	elvtárs
<b>trub</b>	zavarás

**tu** köszönöm Önnek  
**tube** elektroncső  
**tx** adókészülék

**U**

**u** Ön, Önnek, Önt  
**ua ?** rendben van? egyetértünk?  
**ufb** egészen kiváló  
**uhf** mikrohullámok  
**ukw** URH (németek közötti forgalomban)  
**unlis** nem engedélyezett, „fekete” adóállomás  
**unsti** nem stabil, ingadozó  
**ur** az Öné

**V**

**v** -tól, -től (hívás alkalmával, németek közötti forgalomban)  
**vcc** hangfrekvenciával vezérelt hordozóhullám  
**vfo** folyamatosan hangolható vezérosszcillátor  
**vhf** URH  
**vl** sok (németek közötti forgalomban)  
**vy** sok, nagyon

**W**

**wa** . . . . utáni szó  
**wac** valamennyi földrész amatőreivel 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 amatőr-állomásokhoz irányuló hívása  
**wtt, wtts** watt  
**wud** volnék, szeretnék  
**wvl** hullámhosszúság  
**wx** időjárás

**X**

**xcus** bocsánat, bocsásson meg!  
**xmas** karácsony  
**xmtr** adóállomás

<b>xpect</b>	várom
<b>xs</b>	léggöri zavarok
<b>xtal, xtl</b>	vezérlő kvarc
<b>xyl</b>	feleség

**Y**

<b>yday</b>	tegnap
<b>yl</b>	kisasszony
<b>yr</b>	az Öné

**Z**

<b>zap</b>	nyugtázzon! nyugtázást kérek!
<b>zdr</b>	jó napot! (szovjet állomásokkal folytatott forgalomban)

**Számok**

<b>2</b>	-hoz, -hez, -höz
<b>2 nite</b>	ma éjjel
<b>4</b>	-nak, -nek, számára
<b>55</b>	sok sikert! (németek közötti forgalomban)
<b>73</b>	üdvözlöm! minden jót!
<b>88</b>	ölelés és csók!
<b>99</b>	tünjön el!

A GST (Gesellschaft für Sport und Technik) rádiógyakorlatain alkalmazott rövidítések:

<b>bte</b>	kérem
<b>bq</b>	kérdésére közlöm, hogy
<b>qm</b>	távmondattal
<b>rq</b>	kérdés
<b>xq</b>	vészjelzés (hajótörés stb.)

**d) Betűzés alkalmával használt szavak, ill. nevek jegyzéke:****1. Német**

<b>A</b>	Anton	<b>I</b>	Ida
<b>Ä</b>	Ärger	<b>J</b>	Julius
<b>B</b>	Bertha	<b>K</b>	Konrad
<b>C</b>	Cäsar	<b>L</b>	Ludwig
<b>D</b>	Dora	<b>M</b>	Martha
<b>E</b>	Emil	<b>N</b>	Nordpol
<b>F</b>	Friedrich	<b>O</b>	Otto
<b>G</b>	Gustav	<b>Ö</b>	Ödipus
<b>H</b>	Heinrich	<b>P</b>	Paula

**Q** Quelle  
**R** Richard  
**S** Siegfried  
**T** Theodor  
**U** Ulrich  
**Ü** Übel  
**V** Viktor

**W** Wilhelm  
**X** Xanthippe  
**Y** Ypsilon  
**Z** Zeppelin  
**Ch** Charlotte  
**Sch** Schule

### 2. Amerikai

**A** Adam (Abel)  
**B** Baker  
**C** Charlie  
**D** David  
**E** Edward (Easy)  
**F** Frank (Frequency)  
**G** George  
**H** Henry  
**I** Ida (Item)  
**J** John  
**K** King  
**L** Lewis (love)  
**M** Mary

**N** Nancy  
**O** Otto (ocean)  
**P** Peter  
**Q** Queen  
**R** Robert  
**S** Susan  
**T** Thomas (Teus)  
**U** Union (United)  
**V** Viktor  
**W** William  
**X** X-ray  
**Y** young  
**Z** zebra

### 3. Nemzetközi

**A** Amsterdam  
**B** Baltimore  
**C** Casablanca  
**D** Danemark  
**E** Edison  
**F** Florida  
**G** Gallipoli  
**H** Havanna  
**I** Italia  
**J** Jerusalemb  
**K** kilogram  
**L** Liverpool  
**M** Madagaskar

**N** New York  
**O** Oslo  
**P** Paris  
**Q** Quebec  
**R** Roma  
**S** Santiago  
**T** Tripoli  
**U** Upsala  
**V** Valencia  
**W** Washington  
**X** Xanthippe  
**Y** Yokohama  
**Z** Zürich

Számjegyek adása alkalmával minden számot kétszer mondunk, és előtte és utána is a „számmal írva” figyelmeztetést tesszük.

### 4. ICAO (nemzetközi légiforgalom) (érvényes 1956. III. 1. óta)

**A** alfa  
**B** bravo  
**C** Charlie  
**D** delta  
**E** echo  
**F** foxtrot

**G** golf  
**H** Hotel  
**I** India  
**J** Juliette  
**K** kilo  
**L** Lima

**M** Mike  
**N** november  
**O** Oscar  
**P** papa  
**Q** Quebec  
**R** Romeo  
**S** sierra

**T** tango  
**U** uniform  
**V** Victor  
**W** whisky  
**X** X-ray  
**Y** yankee  
**Z** zulu

## 5. Cseh

**A** Adam  
**B** Božena  
**C** Cyril  
**D** David  
**E** Emil  
**F** František  
**G** Gustav  
**H** Helena  
**I** Ivan  
**J** Josef  
**K** Karel  
**L** Ludvik  
**M** Marie  
**N** Neruda  
**O** Otakar

**P** Petr  
**Q** Qido  
**R** Rudolf  
**Ř** Řehoř  
**S** Svatopluk  
**Š** Šarka  
**T** Tomáš  
**U** Urban  
**V** Václav  
**W** dvojité v  
**X** Xaver  
**Y** Ypsilon  
**Z** Zuzana  
**Ž** Žofie  
**Ch** Chrudim

## 6. Orosz

betű szó  
**A** Алексей  
**Б** Борис  
**В** Василий  
**Г** Григорий  
**Д** Димитрий  
**Е** Елена  
**Ж** Женья  
**З** Зоя  
**И** Иван  
**Й** Иван краткий  
**К** Ксения  
**Л** Леонид  
**М** Мария  
**Н** Николай  
**О** Ольга  
**П** Павел  
**Р** Роман  
**С** Сергей  
**Т** Татьяна  
**У** Ульяна  
**Ф** Фома

kiejtés  
Alekszej  
Borisz  
Vaszilij  
Grigorij  
Dimitrij  
Jelena  
Zsenja  
Zoja  
Ivan  
Ivan kratkij  
Kszenija  
Leonyid  
Marija  
Njokolaj  
Olga  
Pável  
Roman  
Szergej  
Tatjana  
Uljana  
Foma

<b>Х</b> Харитон	Hariton
<b>Ц</b> Цапля	Caplja
<b>Ч</b> Человек	Cselovjek
<b>Ш</b> Шура	Sura
<b>Щ</b> Щука	Scsuka
<b>Э</b> Эмилия	Emilija
<b>Ю</b> Юрий	Jurij
<b>Я</b> Яков	Jakov

## e) Hitelesítő adások

### 1. WWV-adások

A Beltsville-i (USA, Maryland) WWV és WWVH hívójelű állomások a napnak mind a 24 óráján keresztül sugároznak hitelesítő adást a 2500, 5000, 10 000, 15 000, 20 000, 30 000 és 35 000 kHz-en. Ezeket az adásokat 1952. július 1-től kezdve az amatőrök számára érdekességgel bíró rádió-időjárásjelentéssel bővítették ki. Az állomások — a 30 000 és a 35 000 kHz-en történő adások kivételével — ugyanazokat az adatokat sugározzák.

A felsorolt állomások 1946 óta sugároznak normál frekvenciát, idő- és rádió-időjárásjelentést. Az Atlanti-óceán északi medencéjét áthidaló összeköttetési lehetőségekkel kapcsolatban ez ideig csak három betűből álló jelzést közvetítettek, amelyek az ionoszféra pillanatnyi állapotáról nyújtottak felvilágosítást. Ezek a betűk a következők:

**W** = zavart, **U** = változó, **N** = normális.

A betű után újabban 1 és 9 közötti számjegyet is adnak, amely az ionoszférának a következő 12 órában várható változásairól tájékoztat, vagyis a pillanatnyi helyzeten kívül rádió-időjárás-előjelzést is nyújt az Atlanti-óceán északi medencéjét áthidaló összeköttetésekre (pl. Washington—London, vagy New York—Berlin) vonatkozóan. A korábban használt betű- és az új számjelzések közötti összefüggést a következő táblázat mutatja:

Jelenlegi helyzet	Jel	Előrejelzés	Jel
Zavart	W	Lehetetlen	1
Zavart	W	Nagyon rossz	2
Zavart	W	Rossz	3
Zavart	W	Rossz — kielégítő	4
Változó	U	Kielégítő	5
Normális	N	Kielégítő — jó	6
Normális	N	Jó	7
Normális	N	Nagyon jó	8
Normális	N	Kiváló	9

Naponta négyszer adnak ki új jelentést, és pedig Greenwich-i középidejű (GMT) szerint 05.00, 11.30, 17.00 és 23.00 órákor.  
A jelzést az ismertetett kulcs szerinti morse-jelekkel minden óra 19,5 és 49,5 per-

cében sugározzák ki. Minden alkalommal a legfrissebb jelentést adják. Pl. a 11.30 órákor összeállított jelentést első ízben 11.49,5 órákor adják le és 16.49,5 óráig ezt ismétlik. 17.00 órákor új jelentést adnak ki, amelyet első ízben 17.19,5 órákor sugároznak ki és így tovább. A jelzések egy betűből és egy számjegyből állnak, amelyeket ötször egymás után adnak le (pl. U 6 U 6 U 6 U 6 U 6).

A példa szerinti U 6 jelzés azt jelenti, hogy a 11.30 órákor kiadott és 11.49,5 órákor kisugárzott jelentés szerint az ionosféra állapota, illetőleg az összeköttetési lehetőségek változóak, és a 12.30 órától 00.30 óráig (12 órás prognózis) kielégítő, ill. jó átviteli lehetőségek várhatók.

## 2. MSF-adások

A Teddington-ban (Anglia, Middlesex) levő The National Physical Laboratory normál frekvenciaadásokat közvetít. Az adásokat az angliai Rugby-ben levő MSF hívójelű adó a 2500, 5000 és 10 000 kHz-es frekvencián  $5 \cdot 10^{-7}$  pontossággal sugározza ki. A pontosság mind a hordozó, mind a moduláló frekvenciára vonatkozik.

A hordozóhullámot minden negyedóra első öt percében 1000 Hz-cel modulálják. Az adást a második öt percben a minden másodperc kezdetét jelző 1/1000 másodpercig tartó impulzusok révén 1 Hz-cel modulálják; az impulzus minden perc 59. másodpercében kimarad, és ezzel jelzi a perc kezdetét. Minden negyedóra harmadik öt percében 4 percen keresztül modulálatlan hordozóhullámot sugároz ( $A_1$ ), majd ezt követi az MSF hívójel adása 1000 Hz-cel modulált táviró üzemben ( $A_2$ ), végül az állomás bemondása angol nyelven. Minden óra második negyedórájának a kezdetén az adás öt percre megszakad.

## f) A világidőket jelző betűcsoportok

<b>AMT</b>	ausztráliai normál-idő = GMT + $9\frac{1}{2}$ óra
<b>BST</b>	brit nyári időszámítás = GMT + 1 óra = MEZ
<b>CST</b>	az USA középső államaiban érvényes időszámítás = GMT - 6 óra
<b>DBST</b>	brit kettős nyári időszámítás = GMT + 2 óra = OST
<b>DST</b>	amerikai nyári időszámítás
<b>EST</b>	az USA keleti államaiban érvényes időszámítás = GMT - 5 óra
<b>GMT</b>	greenwichi középidejő (nemzetközi irányidejő)
<b>IST</b>	indiai normál-idő = GMT + $5\frac{1}{2}$ óra
<b>JMT</b>	jávai normál-idő = GMT + $7\frac{1}{2}$ óra
<b>MEZ</b>	közép-európai normál-idő = GMT + 1 óra = BST
<b>MST</b>	az USA közép-nyugati államaiban érvényes időszámítás = GMT - 7 óra
<b>OST</b>	európai normál-idő = GMT + 2 óra = DBST
<b>PST</b>	az USA nyugati államaiban érvényes időszámítás = GMT - 8 óra
<b>TMG</b>	GMT



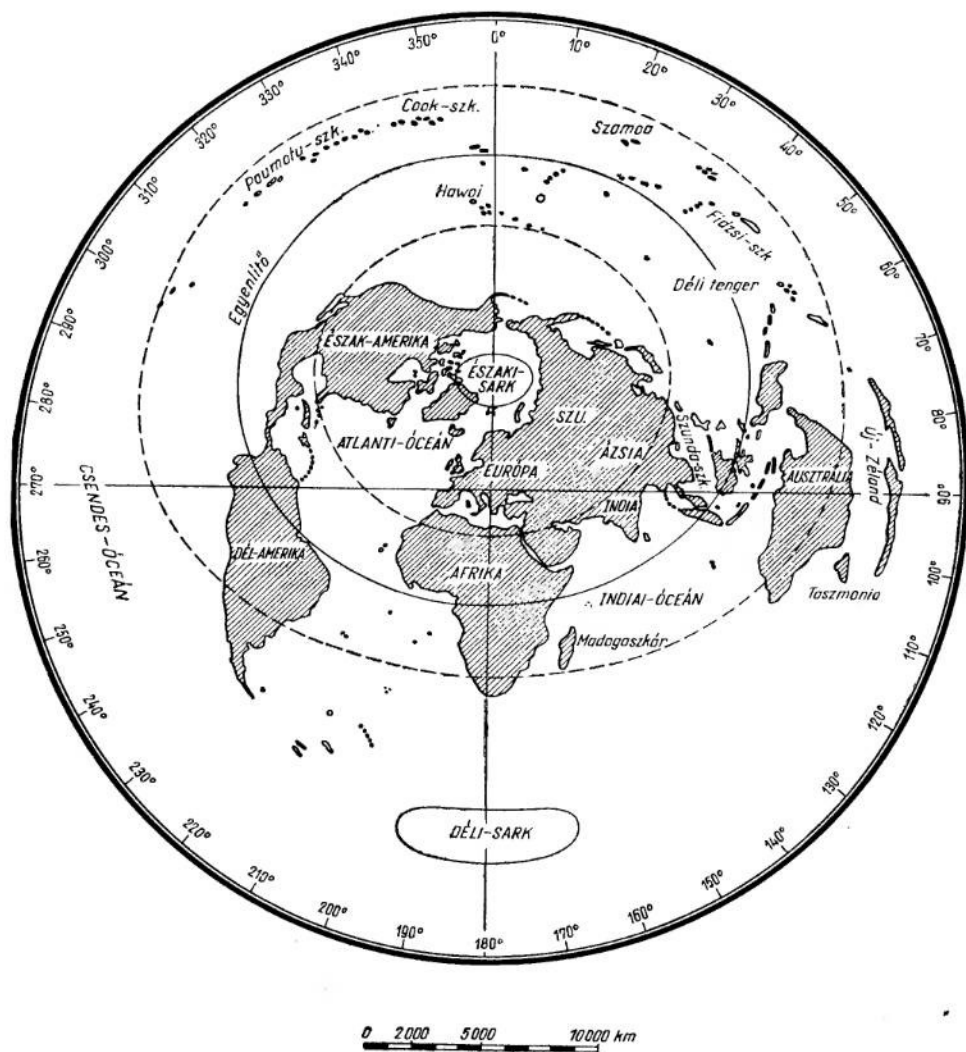
## g) Világidő-táblázat (tájékoztató értékek)

Hosszúsági fok	Ma																								Holnap	Hosszúsági fok	Ma																							
180	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	Dátum-határvonali; Fidzsi-szigetek, Új-Zéland (1)																								
165	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Kelet-Ausztrália, Karolinák, Kelet-Szibéria (Viaszivotok) Japán																								
150	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	9	Kelet-Kína, Fülöp-szigetek, Nyugat-Ausztrália																								
135	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	8	Közép-Kína, Hátsó-India, Szingapur																								
120	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	7	Calcutta (2)																								
105	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	6	Nyugat-Szibéria																								
90	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	5	Mauritius, Afganisztán																								
75	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	4	OST(MSK) SzU (Moszkva), Madagaszkár, Arábia																								
60	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	3	Finország, Törökország, Egyiptom, Dél-Afrika																								
45	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	2	MEZ: Németország, Lengyelország, Skandinávia, Svájc, Olaszország																								
30	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	1	GMT: Anglia, Franciaország, Belgium, Hollandia, Spanyolország stb.																								
+15	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	Izland, Kanári-szigetek, Nyugat-Afrika																								
0	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	Brazília																								
-15	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	Argentína, Új-Fundland, Kis-Antillák																								
30	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	EST: USA keleti része, Nagy-Antillák, Peru, Ecuador																								
45	20	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	CST: USA középső része, Chicago, Mexico, Guatemala																								
60	19	20	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	MST: USA közép-nyugati része, Denver																								
75	18	19	20	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	PST: USA nyugati része, San Francisco																								
90	17	18	19	20	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17																									
105	16	17	18	19	20	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16																									
120	15	16	17	18	19	20	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15																									
135	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	Alaska, Társaság-szigetek																								
150	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	Hawaii (3), Samoa																								
165	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12																									
180	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	Dátum-határvonali; Fidzsi-szigetek																								

Ma

Tegnap

Megjegyzés: (1) az Új-Zéland-i idő ennél  $\frac{1}{2}$  órával több,  
 (2) az indiai standard-idő ennél  $\frac{1}{2}$  órával kevesebb,  
 (3) a Hawaii standard-idő ennél  $\frac{1}{2}$  órával kevesebb.  
 Nyári időszámítás esetén az adott órákhoz 1 órát hozzá kell adni.



437. ábra. A föld azimutális térképe Budapest középponttal. Minden irány szöghűen és minden távolság egyenes vonalban mérhető

**Könyvek**

1. The Radio Amateurs Handbook, az ARRL kiadása, West Hartford, USA, 1955.
2. Single Sideband Technique, az ARRL kiadása, West Hartford.
3. H. Bürkle: Handbuch für den Kurzwellenamateur, Weidmann-féle könyvesbolt kiadása, Berlin, 1950.
4. Behn—Diefenbach: Kurzwellentechnik, Franzis kiadás, München, 1955.
5. Oxley—Nowak: Antennentechnik, Stegfrid Schütz kiadása, Hannover, 1953.
6. Kollak—Wehde: Kurzwellenantennen, Weidmann-féle könyvesbolt kiadása, 1938.
7. Szpravocsnik Radiolyubityela, a Szovjetszkoje Radio kiadása, Moszkva, 1953.
8. Csehszlovák amatőr-kézikönyv, 2 kötet, a SVAZARM kiadása, Prága, 1954.
9. K. A. Springstein: Kurzwellen-Empfängertechnik, Fachbuchverlag kiadása, Leipzig, 1956.
10. H. Schweitzer: Dezimeterwellen-Praxis, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik kiadása, Berlin, 1956.
11. H. Schweitzer: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, 1—4. kötet, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik kiadása, Berlin, 1956.
12. Heijboer, Zijlstra: Senderöhren, a Philips-könyvek sorozat VII. kötete, a Philips Technische Bibliothek kiadása.
13. W. Diefenbach: Die Kurzwellen, Franzis-kiadás, München, 1958.
14. H. G. Laporte: Hochfrequenztechnische Feldstärkemessung und -registrierung, Knapp-kiadás, Halle, 1950.
15. K. Rothammel: Antennenbuch, Sport und Technik kiadása, Berlin, 1959.

**Folyóiratok**

1. Radio und Fernsehen, korábban Deutsche Funktechnik, a „Die Wirtschaft” kiadása, Berlin.
2. Nachrichtensport bzw. Funkamateure, a GST folyóirata, Sport und Technik kiadása, Berlin.
3. Das DL—QTC, a DARC folyóirata.
4. QST. Az ARRL folyóirata.
5. Amaterske Radio. A SVAZARM folyóirata, Csehszlovák Szocialista Köztársaság.
6. Rágyio. A DOSzAAF rádiótechnikai folyóirata.
7. Funkschau. Franzis-kiadás, München.
8. Funktechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik kiadása, Berlin — Borsigwalde.
9. Nachrichtentechnik, VEB Verlag Technik kiadása, Berlin.
10. Radioamator, Varsó, Lengyel Népköztársaság.
11. Magyar Híradástechnika, Budapest, Magyar Népköztársaság.
12. Rádiótechnika, Budapest,

# TÁRGYMUTATÓ

## A

Abszorpciós frekvenciamérő 320  
adás hallhatósága 482  
additív keverés 124  
adóengedélykérés 441  
akkumulátorok 357  
aktív frekvenciamérő 335  
állandó erősítés 123  
állóhullám-indikátor 408  
állóhullámok 96  
— kimutatása 390  
amatőr adóengedély 442  
amatőradó modulációja 273  
amatőrforgalom 18  
amatőr-frekvenciaváltó készülék 168  
— hívójelek táblázata 464  
— rendelet 441  
American Radio Relay League 14  
Ampere 30  
amperszekundum 29  
amplitúdó-határoló 288  
— moduláció 274  
— modulált 274  
anód 75  
— áram 80  
— billentyűzés 255  
anódegyenirányító 285  
anódlemez hűtés 76  
anódmunkaellenállás 228  
antennák 375  
antennaáram mérés 391  
antennabillentyűzés 259  
antenna hatásos magassága 381  
— hosszabbítása 384  
— hullámimpedanciája 379  
antennamérő híd 430  
antenna rövidítése 384  
— sugárzási ellenállása 377  
A-osztályú erősítő 86  
áram 29  
— csomópont 397  
— elágazás 31  
árameloszlási zaj 121  
áramfolyási szög 218

áramtranszformáció 45  
Arco 13  
árnyékolt kettősvezeték 386  
áthatás 81  
átmeneti sáv (halászsváv) 41  
atom 25  
atomok szerkezete 25  
atom-robbanás 113  
audion 88  
— fokozat 117  
Audion-Versuchsurlaubnis 15  
Auróra-hatás 109  
autotranszformátor 204

## B

Balun 401  
bareter 366  
Barkhausen-egyenlet 81  
bázis 347  
beat frequency oscillator 115  
Beggerow-antenna 396  
belső ellenállás 77  
benzinmotoros áramfejlesztő 358  
BFO 115  
B fokozatú adó 237  
billentyűzés 254  
— eszközei 267  
billentyűzési eljárások 255  
billentyűző jelfogó 241  
billentyűzőrej 437  
billentyűzött zümmögő 272  
blocking-oszcillátor 289  
B-osztályú erősítő 86  
Braun 13  
break-in üzem 260  
bűgőfeszültség 364

## C

Centiméter-hullám 41  
C fokozatú adó 247  
chirp 259  
Clapp-oszcillátor 209

Collins-szűrő 231  
 Collpitts-kapcsolás 205  
 Condensa F 171  
 C-osztályú erősítő 86  
 coulomb 28  
 Creed-szalag 272  
 cubical quad-antenna 415

## Cs

Csatolt rezgőkörök 71  
 — sávszűrők 71  
 csillám-kondenzátor 201  
 csillapítás 62  
 csillapítatlan rezgések 59  
 csillapított rezgések 59  
 csiripelés 259  
 csőrezonátor 197  
 csövek getterezése 76  
 csúcsegyenirányítás 80  
 csúcsszint-teljesítmény 274

## D

Decibel-táblázat 450  
 deciméter-hullámok 41  
 deciméterhullámú rezgőkörök 177  
 dekaméter-hullámok 41  
 demoduláció 126  
 Descartes 42  
 deszka-modell 116  
 Deutscher Empfangsamateur 15  
 diamágneses anyag 37  
 dielektromos veszteség 57  
 dinamika-kompresszor 285  
 dinamikus induktivitás 384  
 — kapacitás 384  
 — karakterisztika 84  
 dinátron-oszcillátor 195  
 dióda 77  
 — egyenirányítás 79  
 diódák alkalmazása 77  
 diódás modulátor 298  
 dip 312  
 dipól-antenna 391  
 Doherty 275  
 dugaszolható tekercs 448

## E

Egyelemes irány sugárzó 421  
 egyenes vevő 117  
 egyenirányító 359  
 egyhuzalos tápvonal 386  
 egyoldalsávú moduláció 278, 294  
 egyszeres visszaverődés 107  
 — távirójelvételezés 127  
 egyutas egyenirányítás 364  
 — egyenirányító 360

együttcsatolás 87  
 elektrolit 27  
 elektromágneses hullámok 93  
 — indukció 39  
 — tér 36  
 elektromágnesség 37  
 elektromosan stabil 175  
 elektromos jelenségek 25  
 elektromosság 25  
 elektromos szigetelők 26  
 — teljesítmény 35  
 — tér 51  
 — vezetők 26  
 elektron 25  
 elektroncsatolás 205  
 elektroncsatolású oszcillátor 90  
 elektroncsomók 195  
 elektroncsövek 74  
 elektroncsöves stabilizátor 369  
 elektronikus billentyű 267  
 elhalkulási jelenség 111  
 ellenállás 29  
 — transzformáció 45  
 — zaj 137  
 ellencsatolás 87  
 ellenőrző vevő 335  
 ellensúly 395  
 ellensúlyszál 412  
 ellenütemű oszcillátor 185  
 előfokozati moduláció 274  
 előtétellenállás 367  
 elsőrendű vezetők 26  
 elválasztó-fokozat 205, 214  
 emitter 347  
 energiaveszteség 95  
 engedélyezett hullámsávok 444  
 ezüst-horgany-akkumulátor 358  
 1—V—1 121

## F

Farad 28  
 fázis-módszer 296  
 fegyverzetek felülete 53  
 fékezőrács 92  
 felhang-oszcillátor 312  
 felső határfrekvencia 101  
 felületi hullám 99  
 félvezetők 27  
 félvezetős egyenirányító 362  
 ferromágneses anyag 37  
 feszültség 29  
 — átalakító 355, 374  
 — források 357  
 — ingadozás 370  
 — maximum 397  
 — osztás 31  
 — stabilizálás 366  
 feszültségtáplálású antenna 393

feszültségtranszformáció 44  
 Flewelling-kapcsolás 178  
 forgalmazási kikötések 447  
 forgóátalakító 358  
 földelőháló 376  
 földelő vezeték 376  
 földeltrácsú erősítő 184  
 — trióda 184  
 Franklin-oszcillátor 88, 210  
 frekvencia 59  
 — kétszerező 220  
 — mérés 319  
 — moduláció 281  
 — modulált 274  
 — sokszorozó 214  
 — spektrum 287  
 — stabilitás 116, 203, 206  
 frekvenciaváltó-előtét 181  
 — készülék 122  
 függőleges antenna 379  
 fűttymélypont 90, 127

**G**

Gamma-sugarak 41  
 gauss 38  
 gáztöltésű cső 289  
 germánium 27  
 — egyenirányító 362  
 gépadó 270  
 Graetz-kapcsolás 363  
 grid-dip-oszcillátor 331  
 Ground-plane antenna 408

**Gy**

Gyorsmorzebillentyű 268

**H**

Haladó hullámok 95  
 hálózati tápegység 359  
 Hals—Störmer-visszhang 111  
 hangfrekvenciák 41  
 hangfrekvenciás szűrő 142  
 hangminőség 482  
 hangolatlan tápvonal 385, 396  
 hangolóelem 115, 376  
 hangolt kör 200  
 — körök hőfokkiegyenlítése 69  
 — tápvonal 97, 388, 396  
 hárompontkapcsolás 205  
 Hartley oszcillátor kapcsolás 90  
 határfeszültség 277  
 hatásos ellenállás 50  
 — teljesítmény 51  
 hektométer-hullámok 41  
 helyettesítő zajellenállás 124

Henry 47  
 heptóda 93  
 Hertz 13, 40  
 hexóda 93  
 hidrogén-felhő 113  
 — kitörések 113  
 higanygőz-egyenirányító 361  
 hitelesítő adás 496  
 — generátorok 322  
 holt negyedóra 112  
 — zóna 107, 111  
 hordozóhullám 273  
 horizontális diagram 401  
 hosszabbító tekercs 382  
 hosszú hullámok 41  
 hőfokkiegyenlítés 171  
 hullámhosszúság 41  
 hullámimpedancia 94, 386  
 hullámsávok felosztása 18  
 Huth—Kühn-kapcsolás 213

**I**

Idő-multiplex-eljárás 287  
 ikerdióda 192  
 illesztés 95  
 impulzusgenerátor 289  
 impulzuseltetés 289  
 impulzusmoduláció 285  
 indirekt zóna 107  
 induktív ellenállás 49  
 induktivitás 47  
 induló áram 77  
 infravörös sugárzás 41  
 input 85  
 inverzió 109  
 ion 26  
 ionizálás 26  
 ionoszféra 102  
 ionoszférikus viharok 111  
 irányítóhatású antenna 401

**J**

Janet-eljárás 109  
 jel-/zaj viszony 175

**K**

Kábelcsonk 411  
 kadmiumsulfid 27  
 kapacitív ellenállás 55  
 karakterisztika-könyök 84  
 kaszkód-kapcsolás 182  
 katód 75  
 katódbillentyűzés 261  
 Kenelly—Heavyside-réteg 100  
 készülékzaj 121, 137  
 kétoldalsávú moduláció 295

kétutas egyenirányítás 365  
 — egyenirányító 360  
 keverőfokozat 124  
 keverőkristálydióda 191  
 keverőmeredekség 124  
 kézbillentyű 267  
 KF erősítő 125  
 kilométerhullámok 41  
 kimenő teljesítmény 84  
 Kirchhoff törvénye 31  
 kisadó 242  
 kisfrekvenciák 41  
 klisztron 195  
 koaxiális kábel 386  
 — üregrezonátor 192  
 ködfénylámpa 366  
 ködfénylámpás stabilizátor 367  
 koincidencia-kapcsolás 290  
 kollektor 347  
 kombinált billentyűzés 258  
 kondenzátor kapacitása 53  
 — kapcsolása 55  
 — kisütése 53  
 — szigetelési ellenállása 54  
 — töltése 53  
 — veszteségei 57  
 körfrekvencia 43  
 körjóság 62  
 közbenső fokozat 214  
 közelsugárzás 107  
 középhullámok 41  
 középszint-teljesítmény 274  
 kozmikus sugárzás 41  
 közvetett fűtés 76  
 közvetlen fűtés 76  
 különleges mikrohullámú antenna 428  
 külső melegedés 202  
 kvarc-szűrők 73, 130  
 kvázioptikai terjedés 99

## L

Lapításos cső 75  
 látszólagos teljesítmény 50, 51  
 lebegtető oszcillátor 167  
 lebegtetős frekvenciamérő 322  
 Lecher-körök 308  
 — vezeték 73, 96  
 légköri zavarok 110, 137  
 lehangolt antennaberendezés 389  
 Leithäuser-féle kapcsolás 117  
 Lestet-kapcsolás 311  
 levegő törésmutatója 108  
 lineáris egyenirányítás 79  
 Lowst Usable Frequency 107  
 LUF 107

## M

Magyar Honvédelmi Sportszövetség 17  
 mágneses áram 37

mágneses vezetőképesség 37  
 — viharok 111  
 mágnesség 36  
 magnetron 195  
 másodrendű vezetők 26  
 Maximum Usable Frequency 107  
 Maxwell 13, 37  
 mechanikailag stabil 175  
 mechanikai lengések 202  
 mechanikus-szűrő 130  
 meddő ellenállás 49, 50  
 — teljesítmény 50, 51  
 Meissner 14  
 — féle visszacsatolás 117  
 meredekség 81  
 mérőműszerek kapcsolása 34  
 meteor-scattering 109  
 — szóródás 109  
 méter-hullámok 41  
 mikrohullámok 41  
 mikrohullámú lánc 287  
 milliméter-hullámok 41  
 modellek távirányítása 443  
 modulációs fok mérése 280  
 modulátor-erősítő 276  
 — transzformátor 276  
 Mögel—Dellinger-hatás 111  
 MUF 107  
 mumetall 37  
 munkapont 79

## N

Nagyfrekvenciák 41  
 napfolt-minimum 113  
 — sűrűség 102  
 napkitörések 113  
 — hatása 111  
 Nap-tevékenység 102  
 negatív visszacsatolás 87  
 négyelemes dipolfüggöny 407  
 négyzetes egyenirányítás 79  
 neutralizálás 214  
 newton 28  
 nikkel-kadmium-akkumulátor 357  
 Nobile-expedíció 15

## Ny

Nyalábolt elektronsugár 195  
 nyitott rezgőkörök 73  
 nyugalmi áram 79

## O

Oersted 38  
 Ohm 30  
 — törvénye 30



ólom-akkumulátor 357  
 ólomszulfid 27  
 olvashatóság 482  
 output 86  
 0—V—1 121  
 0—V—0 kapcsolás 117  
 öngerjesztésű adó 307  
 önműködő erősítésszabályozás 127

**P**

Panoráma-eljárás 105  
 parabola-antenna 423  
 paramágneses anyag 37  
 parazita rezgés 184  
 párhuzamos betáplálás 204  
 — rezgőkör 61  
 — veszteségi ellenállás 62  
 passzív frekvenciamérő 320, 335  
 pentódás keverés 184  
 periódus 59  
 permalloy 37  
 permeabilitás 37  
 Pertinax 119  
 Pierce-kapcsolás 211  
 pillangó-körök 308  
 polarizáció-fading 110  
 Popov 13  
 Poulsen 13  
 pozitív visszacsatolás 87  
 puffer-fokozat 214  
 Pythagoras-tétel 50

**Q**

Q-kód 480

**R**

Rácsáram 80  
 rácsbillentyűzés 256  
 rácselőfeszültség előállítása 363  
 rácsfeszültség 80  
 rácsmoduláció 274  
 rádióamatőr 16  
 — adóállomás 441  
 — engedély 17  
 — vizsga 444  
 rádiófrekvencia 41  
 rádióklub 5  
 RC-szűrő 365  
 reaktancia 49  
 reflexió 95  
 reflex klisztron 195  
 rekombináció 104  
 rezgési folyamat 42  
 rezgőkör 58, 119  
 rezgőkör csillapítása 62  
 — jósága 62

rezgőkör rezonanciaellenállása 63  
 rezgőkörök számítása 448  
 rezgő vibrátor 374  
 rezisztív ellenállás 49  
 — veszteség 57  
 rezonancia-fojtó 215  
 rézoxidul-egyenirányító 362  
 rombusz-antenna 381  
 röntgen sugarak 41  
 rövid hullámok 41  
 rövidhullámok terjedése 100  
 rövidhullámú adó 200  
 — adóengedély 442  
 — amatőrvevők 154  
 — vétel 115  
 rövidítőkondenzátor 376, 382

**S**

Sarki fény 109  
 sarokreflektor 421  
 sávnyújtás 66  
 sávszélesség 64  
 scattering 108  
 sebességmoduláció 195  
 segédrács 92  
 síkkondenzátor 52  
 Slaby 13  
 sodrat 165  
 soros betáplálás 204  
 — rezgőkör 61  
 — veszteségi ellenállás 62  
 spirálantenna 424  
 Squier-oszcillátor 312  
 stabilátor 366  
 stabilizátorcső 367  
 Steinhauser-kapcsolás 187  
 sugárzási diagram 401  
 — ellenállás 378  
 Superinfragenerator 188  
 supermalloy 37  
 sűrűség-modulált 195

**Sz**

Szabályozó jel 128  
 — kör 129  
 szaggatási frekvencia 175  
 szalagkábel 386  
 szelektív fading 110, 295  
 szelektivitás 64  
 szelén 27  
 — egyenirányító 362  
 szigetelési veszteség 57  
 szikratávíró 13  
 szilícium 27  
 — egyenirányító 362  
 szimmetrizáló tag 401  
 szinkron-vibrátor 374

színüvegcső 75  
 szögsebesség 43  
 szolenoid 38  
 szóródás 108  
 szorzatdetektor 304  
 sztatikus induktivitás 383  
 szuperregeneratív vevő 91, 179  
 szupervevő 123  
 szupresszor 92  
 szűrés 364  
 szűrő-módszer 296

## T

Takarék-transzformátor 204  
 talpponti áramerősség 381  
 tankkör 86  
 tápvonal 385  
 — rezgőkör 185  
 távirójelek alakja 437  
 táviró-jelfogó 269  
 — jelkulcs 480  
 Taylor-moduláció 275  
 tekercsméretezés 448  
 tekercsnomogramok 448  
 telepek 357  
 telítési áram 77  
 teljesítményerősítés 85  
 Tempa S 171  
 térerősség 38  
 — mérés 390  
 térhullám 99  
 termikus elektronemisszió 74  
 tértöltés 77  
 — rács 91  
 tesla 38  
 tiltott közlések 447  
 többelemes iránysugárzó 425  
 többfokozatú adó 309  
 többbrácsos csövek 91, 93  
 többsávú antenna 394  
 többszörös transzponálás 147  
 — visszaverődés 107  
 toroid 38  
 törpe-adó 353  
 torzítatlan vezérlés 277  
 transzformátor 44  
 transzformátor-táblázatok 452  
 — veszteségek 46  
 transzverter 374  
 trióda 75, 80  
 — heptóda 93  
 — hexóda 93  
 troposzféra 108  
 tükörfrekvencia 123  
 tükörhang 127  
 tükörselektivitás 175  
 TV-zavarok elhárítása 432

## U

Ujraegyesülés 104  
 UKV 174  
 ultrahangfrekvenciák 41  
 ultraibolya sugarak 41  
 Ultrakurzwellen 174  
 ultrarövid hullámok 41  
 ultrarövidhullámú adóengedély 442  
 — adók 306  
 — vevők 174  
 urándioxid 27  
 URH-antenna 420  
 — egyenes vevő 176  
 — előerősítő 181  
 — konverter 181  
 — szalagkábel 400

## Ü

Üzemi rövidítések 485

## V

Vadrezgés 184  
 váltakozó áram 39  
 vashidrogén-ellenállás 366  
 védőrács 92  
 végerősítő fokozat 221  
 végfokozat 221  
 — beállítása 235  
 — kapcsolása 230  
 — méretezése 223  
 vertikális diagram 401  
 very high frequency 174  
 veszteségmentes tekercs 49  
 vételtechnika 115  
 vezérlőrácsáram-moduláció 276  
 vezérosszcillátor 200, 202  
 VHF 174  
 vibrátor 374  
 vibrátoros tápegységek 374  
 villódzás 137  
 villogó fading 110  
 visszacsatolt audion 85  
 visszaverődés 95  
 visszavert hullám 111  
 visszhang jelenség 111  
 vizsgáló adó 335  
 Volta 31  
 voltamper 51  
 voltszekundum 37

## W

Wattszekundum 31  
 weber 37  
 Weston-elem 31  
 Wheatstone-híd 33  
 Wien 13

**Y**

Yagi-antenna 403

**Z**

Zajkorlátozás 137

zajok 137

zajszűrés 137

zajtjeljesítmény 124

zajtényező 174

zárófeszültség 78

záró-oszcillátor 289

zavarszűrés 433

— a vevőben 434

— az adóban 432

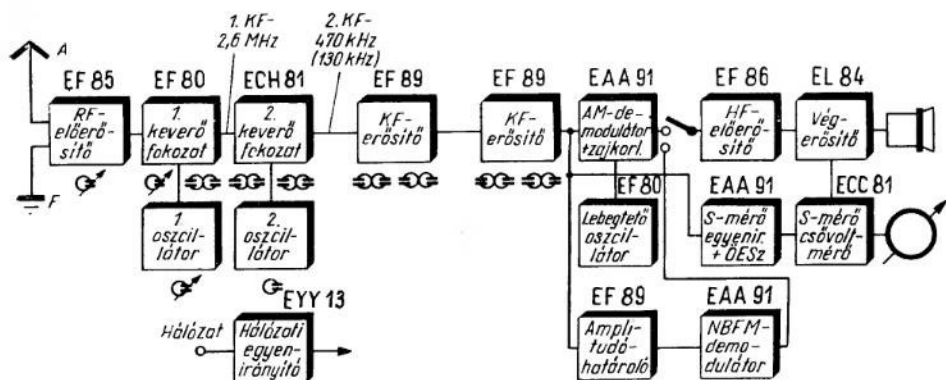
Zeppelin-antenna 396

zivatarjelző 13

zörejek 137

## HIBAJEGYZÉK

Oldal	Sor	Helytelen	Helyes
4.	13.	<b>DM 2 X LO</b>	<b>DM 2 XLO</b>
4.	16.	<b>DM 7 ABK</b>	<b>DM 2 ABK</b>



112. ábra. Rövidhullámú frekvenciaváltó készülék blokkvázlata (149. oldal)

