karl rothammel



antenna könyv

MK

Karl Rothammel
DM 2 ABK

ANTENNAKÖNYV

3., bővített, javított kiadás

MŰSZAKI KÖNYVKIADÓ, BUDAPEST, 1977

Az eredeti könyv címe

Karl Rothammel
DM 2 ABK
ANTENNENBUCH
Deutscher Militärverlag, Berlin

Fordította

Dr. Kiss László
okl. vegyészmérnök
HA 5 CZ

Szabó György
okl. gépészmérnök

Ellenőrizte

Nozdroviczky László
híradástechnikus

ETO: 621.396.67 (021)

ISBN: 963 10 0762 6, első kiadás
963 10 1605 6, második kiadás
963 10 2060 6, harmadik kiadás

Hungarian translation
© Műszaki Könyvkiadó, 1977

Felelős kiadó: **Solt Sándor** igazgató

Felelős szerkesztő: **Magyari Béla** okl. elektromérnök
HA 5-555 (ex: YR 5 MB)

Tartalomjegyzék

Előszó 15

1. Elektromágneses rezgések 17
1.1. Az elektromágneses erőtér 18
1.1.1. Az elektromos erőtér 18
1.1.2. A mágneses erőtér 18
1.1.3. Összefüggés az elektromos és mágneses erőtér között 19
1.1.4. Váltakozó elektromágneses erőtér 19
1.1.5. Síkhullámok 20
1.1.6. A térerősség 20
1.1.7. Az elektromágneses hullámok polarizációja 20
1.1.8. Reflexió, refrakció, és diffrakció 21

2. Elektromágneses hullámok terjedése 22
2.1. Az atmoszféra 22
2.1.1. A troposzféra 22
2.1.2. A sztratoszféra 22
2.1.3. Az ionoszféra 22
2.2. Felületi és térhullámok 24
2.2.1. A felületi hullámok terjedése 24
2.2.2. A térhullámok terjedése 25
2.3. A rövidhullámok terjedése 25
2.3.1. Hullámterjedés a 80 m-es amatőrsávban 26
2.3.2. Hullámterjedés a 40 m-es amatőrsávban 27
2.3.3. Hullámterjedés a 20 m-es amatőrsávban 27
2.3.4. Hullámterjedés a 15 m-es amatőrsávban 27
2.3.5. Hullámterjedés a 10-mm-es amatőrsávban 27
2.4. Az ultrarövid hullámok terjedése 28
2.4.1. Az ultrarövid hullámok kvázioptikai terjedése 28
2.4.2. Az ultrarövid hullámok nagytávolságú terjedése 28
2.4.2.1. Troposzferikus nagytávolságú terjedés 28
2.4.2.2. Szórthullám-terjedés (scatter) 30
2.4.2.3. Az ultrarövid hullámok visszaverődése meteor-nyomvonalakról 30
2.4.2.4. Az ultrarövid hullámok visszaverődése az északi fénytől 31
2.4.2.5. Az ultrarövid hullámok reflexiója a sporadikus E-rétegtől 31
2.4.2.6. Az ultrarövid hullámok reflexiója a Hold és mesterséges holdak felszínéről 31

3. Az antennák működése és tulajdonságai 33
3.1. A félhullámú dipólus 33
3.1.1. Áram- és feszültségeloszlás a félhullámú sugárzón 33
3.1.2. Az antenna impedanciája 34
3.1.3. A sugárzási ellenállás 35
3.1.4. A félhullámú dipólus mint rezgőkör 35
3.1.5. A rövidítési tényező 37
3.1.6. A félhullámú dipólus hatásos hossza (hatásos magasság) 38
3.2. Az antenna irányhatása és nyeresége 39
3.2.1. A sugárzási jelleggörbe 40
3.2.2. A félhullámú dipólus sugárzási tulajdonságai 41
3.2.2.1. A környezet hatása a vízszintes antennák jelleggörbéjére 42
3.2.2.2. A környezet hatása a függőleges antennák jelleggörbéjére 44
3.2.3. Az antennanyereség 45
3.2.3.1. A nyereség meghatározása 45
3.2.3.2. Vonatkozási antennák 47
3.2.3.3. A nyereség és a sugárzási jelleggörbe közötti összefüggés 47

4. Dipólus-antennák 51
4.1. A hurok-dipólus 51
4.2. Teljeshullámú dipólusok 54
4.3. Széles sávú dipólusok 56

5. Antennák táplálása 58
5.1. Tápvonalak 58
5.1.1. A tápvonal hullámellenállása 58
5.1.1.1. A nagyfrekvenciás tápvonalak dielektrikuma 61
5.1.1.2. A hullámellenállás mérése egyszerű eszközökkel 61
5.1.2. Kéthuzalos tápvonalak 62
5.1.3. Koaxiális kábelek 63
5.1.4. Nagyfrekvenciás tápvonalak csillapítása 64
5.1.5. Nagyfrekvenciás tápvonalak használata 65
5.1.6. Nagyfrekvenciás tápvonalak jelölése 66
5.1.7. Egyhuzalos tápvonal (Goubau-vezeték) 66
5.2. Nagyfrekvenciás tápvonalak fizikai tulajdonságai 70
5.2.1. Feszültségeloszlás a kéthuzalos tápvonal mentén 70
5.2.2. Állóhullámok és káros sugárzás okozta veszteségek 72
5.2.3. A kéthuzalos tápvonal mint hangolóelem 74
5.3. A táplálás módjai 77
5.3.1. Az illesztett tápvonal 77
5.3.2. A hangolt tápvonal 78

6. Illesztő- és transzformáló egységek 81
6.1. A delta-illesztés 81
6.2. A T-illesztés 82
6.3. A gamma-illesztés 83
6.4. Az omega-illesztés 84
6.5. A negyedhullámú transzformátor (Q-Match) 85
6.6. A negyedhullámú illesztőcsonk (stub) 87
6.6.1. Az aszimmetrikus hangolócsonk 90
6.7. Illesztés koncentrált elemekkel 91
6.7.1. A Boucherot-híd mint illesztőtag 93
6.7.2. Seefried-féle impedanciatranszformátor 93
6.8. Ideiglenes illesztési megoldások 94

7. Szimmetrizáló transzformátorok 95
7.1. A negyedhullámú záróüreg 95
7.2. A Pawsey-féle szimmetrizáló tag 96
7.3. Az EMI-hurok 96
7.4. A szimmetrizáló csonk 97
7.5. A félhullámú szimmetrizáló elem 97
7.6. A Balun-vonal 97
7.7. A felcsévélt kéthuzalos tápvonal mint szimmetriatranszformátor 98
7.7.1. Felcsévélt kéthuzalos tápvonal mint szimmetria- és impedanciatranszformátor. . 98
7.8. A koaxiális kettős fojtó mint szimmetriatranszformátor 99
8. Tápvonalak csatlakoztatása adók végfokozatához 101
8.1. Illesztett tápvonalak csatlakoztatása teljesítmény-végfokozatokhoz 102
8.1.1. Koaxiális kábelek csatlakoztatása 102
8.1.1.1. Collins-szűrők méretezése 104
8.1.1.2. Koaxiális kábelek csatlakoztatása ultrarövid hullámú végfokozatokhoz . 105
8.1.2. Szimmetrikus illesztett tápvonalak csatlakoztatása 106
8.2. Hangolt tápvonalak csatlakoztatása végfokozatokhoz 107
8.3. Összefoglalás 111
9. Rövidhullámú antennák 112
10. Félhullámú antennák 115
10.1. Egysávos antennák 115
10.1.1. Az Y-antenna 115
10.1.2. Sodort tápvonalú félhullámú dipólus 116
10.1.3. Koaxiális kábellel táplált dipólus 116
10.1.4. A hurok-dipólus 116
10.2. Többsávos félhullámú sugárzók 117
10.2.1. Zeppelin-antenna 117
10.2.1.1. Többsávos Zeppelin-antenna 118
10.2.1.2. A kettős Zeppelin (doublet) 118
10.2.2. A Windom-antenna 119
10.2.2.1. Többsávos Windom-antenna 121
10.2.3. Szimmetrikus táplálású többsávos Windom-antennák 122
10.2.4. Koaxiális táplálású illesztett háromsávos antenna 122
10.2.5. Illesztett többsávos dipólus 123
10.2.6. Koaxiális kábellel táplált többsávos antenna 124
10.2.7. G 5 RV többsávos antenna. 124
10.2.8. A W 3 DZZ többsávos antenna 125
10.3. Kis helyigényű antennák 127
10.3.1. A kétsávos T-antenna 127
10.3.2. Rövidített dipólus a 80 és 40 m-es sávhoz 128
10.3.3. A huzalpiramis 129
10.4. Körsugárzó V-dipólus 131
10.4.1. A teljeshullámú V-dipólus 132
11. Huzalantennák 133
11.1. Az L-antenna mint többsávos antenna 136
11.2. A Fuchs-antenna 137
11.3. A DL 7 AB többsávos antenna 138
11.4. A V-antenna 139
11.4.1. A V-csillagantenna 140
11.4.2. Emeletes V-antenna 141
11.4.3. Tompaszögű V-antenna 142
11.5. A nyitott rombuszantenna 142

12. Aperiodikus antennák 144
12.1. Lezárt huzalantennák 144
12.2. A T 2 FD-antenna 145
12.3. A lezárt V-antenna 146
12.4. Lezárt rombuszantennák 147
12.4.1. Rombuszantennák táplálása 147
12.4.2. A lezáróellenállás 147
12.4.3. Rombuszantennák méretezése és kivitelezése 148
12.4.4. Többsávos üzem 149
12.4.5. Különleges kivitelű rombuszantennák 149

13. Azonos fázisban gerjesztett dipólus-kombinációk (oldalsugárzó antennák) 151
13.1. A dipólus-sor (kollineáris dipólusok) 151
13.2. A dipólusfal (emeletes dipólusok) 153
13.3. Dipóluscsoportok (dipólusfüggönyök) 155
13.4. Irányító hatású huzalantennák gyakorlati kivitele 155
13.4.1. A kettős dipólus 155
13.4.2. A Franklin-antenna 156
13.4.3. Fekvő H-antenna (Lazy-H) 156
13.4.3.1. Emeletes egészhullámú V-dipólus 158
13.4.3.2. Bisquare-sugárzó 159
13.4.3.3. A six-shooter 160
13.4.3.4. A Sterba-antenna 162

14. Hosszsugárzó dipólusrendszerek 163
14.1. W 8 JK irányhatású antennája 164
14.1.1. Hurok alakú elemekkel ellátott W 8 JK-antennák 165
14.2. Egyoldalas iránydiagrammal jellemezhető hosszsugárzók 166
14.2.1. A ZL special beam 167
14.2.2. A HB 9 CV-antenna 168
14.2.3. Az átkapcsolható, kételemes irányított sugárzó 170

15. Egészhullámú hurokkal működő, irányhatású antennák 171
15.1. A quadelem 171
15.2. A téglány 174
15.3. A deltahurok 174
15.4. Reflektoros egészhullámú hurok 175
15.4.1. A cubical quad 175
15.4.2. A ringbeam 178
15.4.2.1. A kételemes ringbeam 179
15.4.2.2. A háromelemes ringbeam 179
15.4.3. A kalickaantenna G 4 ZU szerint 180
15.4.4. A swiss quad 181
15.4.4.1. Tanácsok a swiss quad antennák megépítéséhez 183
15.4.5. Delta alakú hurkot tartalmazó, irányhatású antennák 184
15.4.5.1. Delta loop antennák a 10 és 15 m-es sávra 185

16. Sugárzáscsatolású antennaelemekkel ellátott, elforgatható irányságárzók 187
16.1. A forgatható irányságárzók gazdaságossága 190
16.2. A vízszintes helyzetű és elforgatható kételemes irányságárzó 191
16.3. Vízszintes, háromelemes Yagi-antennák 193
16.4. A forgatható irányságárzó táplálása 194
16.5. Az antennatartó 194
16.6. Az irányságárzó rögzítése az antennatartó póznán 195
16.7. Faszerkezet mint az antennaelemek tartója 195

17. Rövidített elemekkel működő irányhatású antennák 197
17.1. A VK 2 AOU-féle miniatűr beam 198
17.2. Miniatűr beam W 8 YIN szerint 200
17.3. Horgászbotokból kialakított és elforgatható, rövidített iránysugárzó a 10 m-es sávra 201

18. Többsávos iránysugárzók 203
18.1. G 4 ZU háromsávos, elforgatható iránysugárzója 203
18.1.1. A táplált antennaelem 204
18.1.2. A többsávos parazita-antennaelem 206
18.1.3. A G 4 ZU-beam teljes elrendezése 207
18.1.4. Biztonságosan megépíthető háromsávos beam 208
18.1.5. Az átalakított G 4 ZU-beam 210
18.2. A háromsávos VK 2 AOU-beam 211
18.2.1. Az egyes részek méretezése 212
18.2.2. A hangolás 212
18.3. A DL 1 FK-féle háromsávos beam (A 30 652 sz. NSZK-szabadalom) 213
18.3.1. A táplált antennaelem 214
18.3.2. A táplálás 214
18.3.3. A parazita-elemek 215
18.3.4. A hangolás 216
18.4. A háromsávos W 3 DZZ-beam 217
18.4.1. Működése 217
18.4.2. A gyakorlati antenna 219
18.5. Beskatulyázott kétsávos Yagi-antennák a 20 és 15 m-es sávra 219
18.5.1. Kétsávos Yagi-antenna 20 és 15 m-re KH 6 OR szerint 219
18.5.2. Beskatulyázott kétsávos Yagi-antenna 20 és 15 m-re 220
18.6. Beskatulyázott kétsávos Yagi-antenna 15 és 10 m-re 221
18.7. Egyszerű kompromisszumos többsávos antennák 221
18.7.1. A háromsávos Maria Maluca antenna 221
18.7.2. Egyszerű kétsávos változatok 222
18.8. A háromsávos cubical quad antenna 223
18.8.1. Az antennaelemek 224
18.8.2. A táplálás 225
18.8.3. A hangolás 226
18.9. A háromsávos CQ—PA-quad 226
18.10. A háromsávos, egyszerű hurokkal ellátott quad 229
18.10.1. A háromsávos quad elektromos koncepciója 229
18.10.2. VK 2 AOU konstrukciós megoldása 231
18.10.3. A háromsávos quad antenna behangolása 232
18.11. Többsávos delta loop antennák 233
18.11.1. Beskatulyázott többsávos delta loop antennák 233
18.11.2. Egyszerű hurokkal ellátott rövidített kétsávos delta loop 234
18.11.3. A háromsávos delta loop 235

19. Függőlegesen polarizált rövidhullámú antennák 236
19.1. A jó földelés 237
19.2. A negyedhullámú függőleges sugárzók jellemző adatai 239
19.3. A függőleges antennák sugárzási tulajdonságai 240
19.4. A körsugárzó függőleges antennák szerkezeti változatai 241
19.4.1. A groundplane-antenna 241
19.4.1.1. A földelt groundplane 243
19.4.1.2. A triple leg antenna 244
19.4.1.3. A többvezetős groundplane 245
19.4.1.4. Tanácsok az egyszerű groundplane-antennák méretezéséhez 246

19.4.1.5. A meghosszabbított groundplane 247
19.4.1.6. A rövidített groundplane 248
19.4.1.7. A kapacitív terhelésű groundplane 249
19.4.2. Függőleges félhullámú sugárzók és dipólus-sorok 250
19.4.2.1. A félhullámú függőleges dipólus 250
19.4.2.2. A végükön táplált függőleges félhullámú sugárzók 251
19.4.2.3. Végtáplálású függőleges dipólus-sorok 252
19.5. Függőlegesen polarizált, irányhatású antennák 253
19.5.1. A kételemes függőleges sugárzók 253
19.5.2. Kicserélhető elemekkel felszerelt kételemes függőleges sugárzó 254
19.5.3. A quick heading beam 255
19.6. Függőlegesen polarizált antennák többsávos üzemre 256
19.6.1. Átkapcsolható háromsávos groundplane-antennák 256
19.6.2. Átkapcsoló nélküli négysávos groundplane 258
19.6.3. T 2 FD függőleges, soksávos antennája 259
19.6.4. Átkapcsolható hosszabbító tekerccsel ellátott, többsávos groundplane-antennák 259
19.6.5. Soksávos rezgőkörökkel ellátott, függőleges soksávos antennák 262
19.6.6. Többsávos rezgőkörökkel ellátott, háromsávos groundplane a 10, 15 és 20 m-es sávra 262
19.6.7. Többsávos rezgőkörökkel ellátott, kétsávos groundplane a 80 és 40 m-es sávokra 264
19.7. A DDRR-antenna 265

20. A megfelelő rövidhullámú antenna kiválasztása 269
20.1. A DX-vadászok legjobb antennája 269
20.2. A nyereségadatok jelentősége 270

21. Ultrarövid hullámú antennák 271
21.1. Az ultrarövid hullámú antennák polarizációja 271
21.2. Tanácsok az ultrarövid hullámú antennák megépítéséhez és felhasználásához 272
21.3. A legcélszerűbb URH-antenna kiválasztása 272

22. Hosszsugárzók a 2 m-es sávra 274
22.1. Kételemes irányított antennák 274
22.1.1. A parazita-reflektoros, kételemes antenna 274
22.1.2. A HB 9 CV antenna a 2 m-es sávra 275
22.2. Rövid Yagi-antennák 275
22.2.1. Háromelemes Yagi-antennák 277
22.2.2. Hatelemes Yagi-antenna 278
22.2.3. Kilencelemes Yagi-antenna 278
22.3. Hosszú Yagi-antennák 279
22.3.1. Ötelemes, optimális nyereségű hosszú Yagi-antennák 280
22.3.2. Kilencelemes hosszú Yagi-antenna 280
22.3.3. Tízelemes hosszú Yagi-antenna 281
22.3.4. Tizenegy elemes hosszú Yagi-antenna 282
22.3.5. Huszonnégy elemes kifeszített hosszú Yagi-antenna 282
22.4. Emeletes Yagi-antennák 284
22.4.1. Az emeletek közötti távolság 284
22.4.2. Az emeletes Yagi-antennák táplálása 285
22.4.3. 6/6 elrendezésű emeletes Yagi-antenna OH 2 EW szerint 286
22.4.4. 4/4 elrendezésű emeletes rövid Yagi-antennarendszer 287
22.4.5. 4/4 elrendezésű emeletes Yagi-antenna DL 3 FM szerint 288
22.4.6. Négyszintes, 4/4/4/4 elrendezésű emeletes Yagi-antenna 289
22.4.7. Emeletes hosszú Yagi-antennák 291
22.4.7.1. Az 5/5 felépítésű kétszintes hosszú Yagi-antenna 292

23. Csoportantennák a 2 m-es sávra 293
23.1. A csoportantennák táplálása 294
23.2. Reflektoros csoportantennák 298
23.3. Reflektorfalas csoportantennák 298
23.4. A csoportantennák a gyakorlatban 299
23.4.1. A 12-elemes csoportantenna 299
23.4.2. A 16-elemes csoportantenna 300
23.4.3. HB 9 CV csoportantennája 302

24. Yagi-antennák és csoportsugárzók a 70 cm-es amatőrsávra 306
24.1. Egy négyelemes, nagy sávszélességű Yagi-antenna 307
24.2. A négyelemes, gamma-illesztésű Yagi-antenna 308
24.3. Egy hatelemes Yagi-antenna 435 MHz-re 308
24.4. A kilencelemes hosszú Yagi-antenna 308
24.5. A 15-elemes hosszú Yagi-antenna DL Ø SZ szerint 309
24.6. A 18-elemes széles sávú, hosszú Yagi-antenna 310
24.7. 12-elemes csoportsugárzó a 70 cm-es sávra 310

25. Ultrarövid hullámú és deciméteres hullámú körsugárzó antennák 312
25.1. Függőlegesen polarizált ultrarövid hullámú körsugárzók 312
25.1.1. A koaxiális antenna 312
25.1.2. A függőleges félhullámú sugárzó 313
25.1.3. Az 5/8λ hosszúságú sugárzó 314
25.1.4. A széles sávú discone körsugárzó 315
25.1.5. A 145 MHz-es DDRR-antenna 316
25.1.6. Függőlegesen polarizált, emeletes körsugárzók 316
25.2. Vízszintesen polarizált ultrarövid hullámú körsugárzók 318
25.2.1. A gyűrűs dipólus (haloantenna) 319
25.2.2. A szögesített hajlított dipólus 320
25.2.3. A keresztdipólus 321
25.2.4. A superturnstile vagy más néven batwing-antenna 321
25.2.5. A máltai kereszt alakú antenna 322
25.2.6. A „nagy kerék" (the big wheel) 324
25.2.7. A körsugárzó kettős tekercsantenna 327

26. Különleges alakú méteres és deciméteres hullámú antennák 328
26.1. Felületi dipólusok és kombinációik 328
26.1.1. A pillangóantenna 328
26.1.2. A legyeződipólus 329
26.1.3. Az egyszerűsített tölcsérsugárzó 330
26.2. Reflektorfalas antennák 331
26.2.1. Reflektorfalas, széles sávú antennák 332
26.2.2. Emeletes, reflektorfalas, széles sávú dipólusok 333
26.2.3. Sarokreflektoros dipólus (corner reflektor) 334
26.3. Különlegesebb alakú hosszsugárzók 336
26.3.1. A backfire-antenna 336
26.3.2. A helical-antenna 338
26.3.3. Logaritmikusan periódusos antennák 342
26.4. Résantennák 347

27. Rövidhullámú antennatípusok a méteres és a deciméteres hullámok tartományában 350
27.1. Emeletes V-antenna deciméteres hullámokra 350
27.2. Rombuszantennák méteres és deciméteres hullámokra 351
27.3. Az ultrarövid hullámú cubical quad 353

27.3.1. Az egyszerű cubical quad 353
27.3.2. Az emeletes cubical quad 354
27.3.3. Quadcsoport a 2 m-es sávra 354
27.3.4. Hibrid kettős quad DL 7 KM szerint 355
27.3.5. A négyes quadsorozat 357
27.4. Az ultrarövid hullámú ringbeam 358

28. Amatőrantennák mozgó állomásokhoz 360
28.1. A hordozható rádióállomások antennái 360
28.2. Rövidhullámú antennák mozgó állomásokra 361
28.2.1. A rövidített függőleges sugárzók mechanikai kivitelezése 361
28.2.2. A rövidített függőleges sugárzó elektromos tulajdonságai 362
28.2.2.1. A rövidített negyedhullámú sugárzók hosszabbító tekercse 364
28.2.2.2. A rövidített függőleges sugárzók illesztése a tápvezetékhez 365
28.2.2.3. Méretezési adatok a mechanikailag rövidített mozgóantennákhoz . . 367
28.2.2.4. Megoszló induktivitású, rövidített függőleges antennák (tekercsantennák) 369
28.3. Ultrarövid hullámú antennák mozgó állomásokhoz 370
28.3.1. Függőlegesen polarizált ultrarövid hullámú mozgóantennák 370
28.3.2. Vízszintesen polarizált ultrarövid hullámú mozgóantennák 371
28.4. Rókavadászati antennák 372
28.4.1. Iránymérő antennák a 80 m-es sávra 372
28.4.2. Iránymérő antennák a 2 m-es rókavadászatokhoz 375

29. Rádióműsor és tv vételére alkalmas antennák 376
29.1. Hullámterjedés az amplitúdómodulációs műsoradók egyes hullámtartományaiban . . 376
29.1.1. A rövidhullámok terjedési sajátságai 377
29.1.2. A középhullámok terjedési sajátságai 377
29.1.3. A hosszúhullámok terjedési sajátságai 377
29.2. Rövid-, közép- és hosszúhullámú műsoradók vételére alkalmas antennák 378
29.2.1. Magasantennák 378
29.2.1.1. L- és T-antenna közép- és hosszúhullámra 378
29.2.1.2. Zavarszegény L-antenna műsorvételre 379
29.2.1.3. Függőleges rúdból kialakított és árnyékolt levezető kábellel ellátott magasantenna 380
29.2.1.4. Széles sávú, rövidhullámú vevőantennák 381
29.2.2. Ferritrudas antennák 381
29.2.3. Autóantennák 382
29.3. Tv-vételre alkalmas antennák 383
29.3.1. Az egyelemes antenna 385
29.3.2. A kételemes antenna 385
29.3.3. A háromelemes Yagi-antenna 386
29.3.4. A négyelemes Yagi antenna 386
29.3.5. A hatelemes csatornacsoportos Yagi-antenna 387
29.3.6. A nyolcelemes Yagi-antenna 388
29.3.7. A kilencelemes Yagi antenna 390
29.3.8. A 13-elemes csatornacsoportos Yagi-antenna 391
29.3.9. A húszelemes csatornacsoportos Yagi-antenna 392
29.3.10. Csoportantennák tv-vételre 392
29.3.11. Emeletes Yagi-antennák tv-vételre 393
29.3.12. Deciméteres hullámú tv-antennák 395
29.3.12.1. Deciméteres hullámú Yagi-antennák 395
29.3.12.2. Reflektorfal elé szerelt, deciméteres hullámú, egészhullámú pillangódipólusok 396

29.3.12.3. Sarokreflektoros antenna a deciméteres hullámú tv-műsorok vételére 398
29.3.12.4. További széles sávú, deciméteres hullámú tv-antennák 399
29.4. Ultrarövid hullámú rádióműsor vételére alkalmas antennák 399
29.5. Baluntranszformátor tv-antennákhoz és az ultrarövid hullámú rádióműsorok vevőantennáihoz 401
30. A zavaró sugárzások elfojtása 403
30.1. A zavarelhárítás általános szempontjai 404
30.2. A rádiózavarok elhárítása 404
30.2.1. Az aluláteresztő szűrő 406
30.2.2. A felüláteresztő szűrő 407
30.2.3. A sáváteresztő szűrő 408
30.2.4. A sávzáró szűrő 409
30.2.5. Gyakorlatilag megvalósított antennaszűrők 409
31. Antennamérő készülékek 417
31.1. A grid dip mérő és a hasonló rezonanciavizsgáló készülékek 417
31.1.1. Egycsöves kapcsolások univerzális felhasználásra 418
31.1.2. UHF grid-dip mérő 419
31.1.3. Csővoltmérővel egybeépített grid dip mérő 420
31.1.4. Tranzisztoros dipmérő 421
31.2. Iránycsatolók és reflektométerek 422
31.2.1. Az iránycsatoló jellemző adatai 423
31.2.2. Reflektométerő-kapcsolások és gyakorlati megvalósításuk 424
31.2.2.1. A Mickey match 425
31.2.2.2. Merev vezetőkből kialakított reflektométerők 427
31.2.2.3. A reflektométerők beállítása és hitelesítése 430
31.3. Állóhullámjelző szimmetrikus tápvezetékekhez 432
31.3.1. Kétlámpás indikátor szalagvezetékekhez (twin lamp) 432
31.3.2. Nagyfrekvenciás feszültségjelzők mint állóhullám-indikátorok 433
31.4. A hasított tápvonal 435
31.5. Hídkapcsolások az illesztés mérésére 436
31.5.1. Az antennaszkóp 436
31.5.2. A match maker 438
31.5.3. Rögzített értékű mérőellenállással működő illesztésmérő hidak 439
31.6. Térerősségjelző készülék 441
31.7. Egyszerű készülékek a nagyfrekvenciás áramok és feszültségek mérésére 443
31.8. Műantennák 445
31.9. Csillapítótagok 447
32. Antennamérések az amatőr-gyakorlatban 451
32.1. Az állóhullámok mérése reflektométerővel 451
32.2. Nagyfrekvenciás hídkapcsolások az antennák mérési gyakorlatában 452
32.2.1. A rezonanciahossz és a rövidülési tényező meghatározása tetszés szerinti nagyfrekvenciás vezetékeken 452
32.2.2. Az antennák bemeneti ellenállásának meghatározása 453
32.3. Rezonanciamérések a grid dip mérő felhasználásával 455
32.4. Az irányhatású antennák méréstechnikai ellenőrző vizsgálata 456
33. Törvényes rendelkezések és ajánlások az antennák felszereléséről 458
33.1. A TGL 200—7051. sz. NDK-szabvány 459
Külső antennák 460
Belső antennák és a velük egyenértékűnek tekintendő antennák 461
Antennavezeték 461
Földelők 461
Földelővezetékek 462

Vezetékfektetés 462
Összekötési pontok 462
Túlfeszültség elleni védelem 463
Az átívelési helyek méretezése 463
33.2. A villamos berendezések feszültsége elleni védelem 463
A helyhez kötött berendezések közötti távolságok 463
Védelmi intézkedések az árnyékolt nagyfrekvenciás vezetékhez és antennaerősítőhöz csatlakozó antennákra 463
33.3. Fokozott biztonságú antennaberendezések 465
33.4. Üzembiztonság 465

34. Új antennakonstrukciók 467

34.1. Kis helyen elférő és nagy teljesítőképességű antennák 80 és 40 méterre 467
34.1.1. Térbelileg rövidített többsávos dipólusok 468
34.1.2. A javított, kábeles táplálású négysávos Windom-antenna 468
34.1.3. Egy többsávos delta-loop kombináció 471
34.2. A háromsávos kalickaantenna DK 4 NA szerint 473
34.3. A 2 m-es DL 7 KM-beam 474
34.4. Cirkulárisan polarizált Yagi-antennák 477
34.5. 15-elemes hosszú Yagi-rendszer a 70 cm-es amatőrsávra 484

35. CB-antennák 486

35.1. 27 MHz-es antennák és számításuk 486
35.1.1. Függőlegesen polarizált antennák a 27 MHz-es sávra 487
35.1.2. Vízszintesen polarizált antennák a 27 MHz-es sávra 488
35.2. 80 MHz-es antennák 488
35.2.1. Függőlegesen polarizált antennák a 80 MHz-es sávra 491
35.2.2. Vízszintesen polarizált antennák a 80 MHz-es sávra 492
35.3. 160 MHz-es antennák 492
35.3.1. Függőlegesen polarizált antennák a 160 MHz-es sávra 493
35.3.2. Vízszintesen polarizált antennák a 160 MHz-es sávra 493
35.4. 450 MHz-es antennák 494

36. Függelék 497

1. táblázat. A frekvencia és a hullámhossz átszámítása 497
2. táblázat. A hullámhossz és a frekvencia átszámítása a 10...100 m-es tartományban, 0,1 m-enként 499
3. táblázat. Az amatőrsávok 503
4. táblázat. Az amatőrsávok frekvenciáinak felharmonikusai MHz-ben 503
5. táblázat. A sugárzók mechanikai hossza a rövidhullámú amatőrsávok tartományában félhullámos lépcsőkben 504
6. táblázat. Az antennaelemek hosszának átszámítása $\lambda/2$ és 1λ-ra vonatkoztatva 505
7. táblázat. Viszonylagos feszültség-, áram- és teljesítményarány decibelben 506
8. táblázat. Feszültség-, áram- és teljesítményarány neperben 507
9. táblázat. A neper átszámítása decibelre és a decibel átszámítása neperre 508
10. Az OIRT tv-csatornák 509
11. táblázat. A CCIR tv-csatornák 509
12. táblázat. A DMH tv-csatornák 510
13. táblázat. Nagy-Britannia televízió tartományai 511
14. táblázat. Franciaország televízió tartományai 511
15. táblázat. Olaszország televízió tartományai 511
16. táblázat. Német koaxiális kábelek (NDK) 512
17. táblázat. Német árnyékolt, szimmetrikus kéthuzalos vezetékek (lapos szalagvezetékek) (NDK) 514

18. táblázat. Német szimmetrikus kéthuzalos vezetékek (lapos szalagvezetékek) (NDK) 514
19. táblázat. Szovjet koaxiális kábelek 515
20. táblázat. Amerikai koaxiális kábelek 516
21. táblázat. Műanyag dieliktrikumú kéthuzalos vezetékek. Amerikai típusok (Amphenol) 516
22. táblázat. Magyar koaxiális kábelek 517
23. táblázat. Angol és amerikai hosszegységek metrikus egységben kifejezett értékei . . . 517
24. táblázat. Az angolszász láb és hüvelyk átszámítása méterre 518
25. táblázat. A hüvelyk tört részeinek és tizedes törtben kifejezett értékeinek átszámítása milliméterre 519
26. táblázat. Amerikai és angol huzalméretek és a megfelelő átmérőérték hüvelykben és milliméterben 520
27. táblázat. A Magyar Kábel Művek által gyártott antennavezetékek és antennalevezető adatai 521
Tárgymutató 523

Nyomatékosan felhívjuk a magyar Olvasó szíves figyelmét, hogy adó- és vevőberendezéseit csak a Közlekedés- és Postaügyi Miniszter 7/1973. (XII. 27.) KPM számú rendeletében foglaltak szerint lehet üzemben tartani.

Előszó az eredeti mű 7. kiadásához

Már régen felismerték a rádióamatőrök, hogy berendezéseikkel csak jó antenna használatával érhetnek el sikereket. Jelenleg még fokozottabb mértékben helyes ez a felismerés, mert a túlzsúfolt amatőrsávokban egyszerűen nem lehet észrevenni a gyenge jeleket, gyakran a különösen ritka hívójeleket sem! Régi jelszó, hogy „a jó antenna a legjobb nagyfrekvenciás erősítő", és minden rádióamatőr előbb vagy utóbb rájön arra, hogy csak jó antennaberendezéssel lehet reménye sportszerű sikerekre.

Olyan antenna, amely minden körülmények között optimális eredményeket tesz lehetővé, sajnos nincsen. Az amatőr előtt mindig felvetődik hát a súlyos kérdés, hogyan választhatja ki magának a lehetséges antennaformák sokaságából azt a típust, amely a helyi adottságok és az anyagi lehetőségek figyelembevételével a legnagyobb mértékben kielégítheti követelményeit.

Ezzel az antennakönyvvel elsősorban a kezdő amatőröknek akarunk az antennakérdésekben tanácsokat adni. Ugyanakkor az „öreg rókáknak" is a segítségükre kívánunk lenni, és egy olyan kézikönyvet kezükbe adni, amely az amatőrrádiózás szempontjából dokumentálja az antennatechnika nemzetközi szintjét.

Különösen nagy súlyt fektettünk magyarázataink érthetőségére. Ezért az elméletet tudatosan egyszerűsítettük, a gyakorlati vonatkozásokat viszont részletesen tárgyaltuk. Az antennakönyv eddigi kiadásai iránt megnyilvánuló nagy érdeklődésből megtudtuk, hogy az ismeretterjesztésnek ez a gyakorlatias módszere nemcsak a saját amatőreink körében talál visszhangra.

Ezt a 7. kiadást teljesen átdolgoztuk és nagymértékben kibővítettük. Számos konstrukciós újdonság mellett részletes adatokat talál benne az Olvasó, a gépjárműantennákról, a rókavadászati antennákról, a deciméteres hullámú antennákról, megismeri belőle az antennamérések készülékeit. Mindehhez gyakorlati táblázatok is járulnak, kidolgozott numerikus példák. Reméljük, hogy ez a könyv minden Olvasójának lehetővé teszi a tárgyalt szakterület jelenlegi helyzetének alapos megismerését.

Bárcsak hozzájárulhatna ez az antennakönyv Német Demokratikus Köztársaságunkban tevékenykedő rádiósportolóink és általában a rádió iránt érdeklődő olvasóink szaktudásának további elmélyítéséhez és ezáltal feladataik jobb elvégzéséhez!

Sonneberg

Karl Rothammel
(DM 2 ABK)

1.

Elektromágneses rezgések

Az adóantennából kisugárzott energia elektromágneses hullámként terjed a térben. Ez a jelenség összehasonlítható olyan sima vízfelülettel, amelyet a vízbe dobott kő hullámmozgásra késztet. A keletkező tovahaladó hullámmozgás nem áramlás jellegű, tehát a víz nem folyik. Ez a tény egyszerűen igazolható a víz felszínén maradó tárgyakkal, amelyeket a víz felületére helyezünk. Ezek a tárgyak mindig egyhelyütt és a hullámok ritmusában mozognak, miközben a hullámok kör alakúan terjednek tova. A keletkezett hullámokra jellemző:

A λ hullámhossz — az a legkisebb távolság, amely két azonos hullámfázisban levő pont között mérhető, pl. a távolság két szomszédos hullámhegy vagy hullámvölgy között.

Az *f* frekvencia — a másodpercenként kialakuló hullámmozgások (rezgések) száma.

A *c* terjedési sebesség — a hullámok tovaterjedési sebessége.

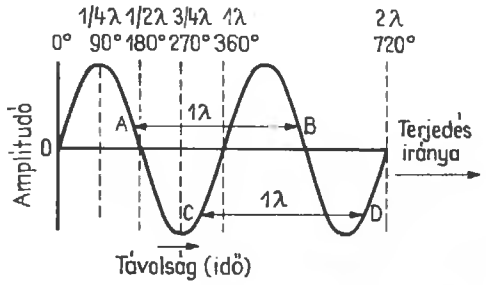
E három jellemző viszonya egymáshoz:

$$\lambda = c/f. \qquad (1.1)$$

Az elektromágneses hullámok, illetve rezgések λ hullámhossza a rövid és ultrarövid hullámok tartományában méter nagyságrendűek.

Az 1.1. ábrán a szinuszos váltakozóáram szokásos ábrázolási módja látható, amely egyúttal a csillapítatlan rezgések jellemzésére is szolgálhat. Az amplitúdó pillanatnyi értéke nagyság és polaritás szerint az időnek (távolságnak) szinusz alakú függvénye. A berajzolt *AB*, illetve *CD* távolságokból kitűnik, hogy a hullámhossz nemcsak a 0 vonal mentén, hanem — mint már említettük — két, tetszés szerinti, egymással szomszédos, azonos fázisban levő pont között is mérhető.

A fázishelyzet szögfokokban is megadható, amikor is egy teljes rezgés (egy hullámhossz) mindig 360°. Ily módon a fázis-összehasonlítás és a fázis-eltolás mértéke egyszerűen jellemezhető.



1.1. ábra. A szinusz alakú hullámmozgás időbeli ábrázolása

A frekvencia mértékegysége a hertz (Hz):
1 Hz = 1 rezgés/s;
1 kHz (1 kilohertz) = 10^3 Hz;
1 MHz (1 megahertz) = 1000 kHz = 10^6 Hz;
1 GHz (1 gigahertz) = 1000 MHz = 10^9 Hz.

Az elektromágneses hullámok terjedési sebessége szabad térben 300 000 000 m/s, vagyis megegyezik a fénysebességgel. Ha a szabad térbeni terjedési sebességről beszélünk, akkor a teljesen üres térre gondolunk, vagyis egy olyan ideális állapotra, amelyet a valóságban nem találunk. Még az űr maga sem tökéletesen üres. Ha az elektromágneses hullámok nem tökéletesen szabad térben terjednek, terjedési sebességük valamivel kisebb, mint 300 000 km/s. A sebességcsökkenés mértéke függ a

közegtől, amelyben a hullámok terjednek. Ha ez a közeg levegő, akkor a terjedési sebesség csökkenése olyan kis mértékű, hogy gyakorlatilag minden esetben elhanyagolható.

A nagyfrekvenciás technikában általában $c = 300\,000$ km/s-mal számolunk. Ha ezt az értéket behelyettesítjük az (1.1) képletbe, akkor

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f}, \qquad (1.2)$$

ahol λ m-ben, c m/s-ban és f Hz-ben van megadva. Ha pedig

$$\lambda = \frac{300\,000}{f},$$

akkor λ m-ben, c km/s-ban és f kHz-ben helyettesíthető. A képlet átrendezése után

$$f = \frac{300\,000}{\lambda},$$

ahol az előzőnek megfelelően f kHz-ben, c km/s-ban és λ m-ben adott.

Frekvencia—hullámhossz átszámítási táblázatot a Függelékben közlünk (34.1. táblázat).

1.1. Az elektromágneses erőtér

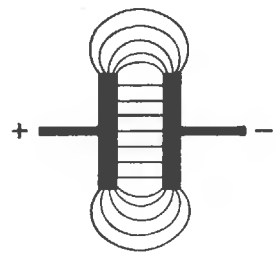
Ha egy vezetőn áram folyik át, körülötte elektromágneses erőtér alakul ki. Ez két komponensből áll: az elektromos és a mágneses erőtérből. Az elektromágneses erőtér szemléletes ábrázolásmódját Michael Faraday vezette be, akinek módszerét még ma is alkalmazzuk: az erőteret vonalakkal ábrázoljuk. Az erőtér iránya megfelel a hatóerő irányának.

Az olyan erőteret, amelyben az erő nagysága és iránya mindenütt egyforma, *homogén erőtérnek* nevezzük. Ha viszont az erő iránya és nagysága változó, akkor *inhomogén erőtérről* beszélünk.

1.1.1. Az elektromos erőtér

Ha két különböző elektromos töltésű tárgy (pl. golyó vagy lemez) egymástól adott távolságban van, akkor köztük *elektrosztatikus erőtér* alakul ki. Azért beszélünk ez esetben elektrosztatikus erőtérről, mert a töltések és így az erőtér sem változik.

Az 1.2. ábrán egy kondenzátor elektródái láthatók, amelyeken ellentétes előjelű töltések vannak. Az elektródák között kialakult elektrosztatikus erőtér irányát és nagyságát elektromos erővonalak jellemzik. Az elektromos erőtér nagyságát az elektródák közötti feszültségkülönbség és távolság határozza meg, mégpedig egyenes arányban a feszültségkülönbséggel és fordított arányban a távolsággal. A homogén elektromos erőtér feszültségét hosszegységre vonatkoztatjuk és *elektromos térerőnek* nevezzük. Ennek megfelelően az elektromos térerő egyenlő a feszültségeséssel az erővonalak mentén hosszegységenként. A térerőt volt/méterben (V/m) vagy abból levezetett kisebb egységekben (mV/m, μV/m) szokás megadni.



1.2. ábra. A kondenzátor elektromos erőtere

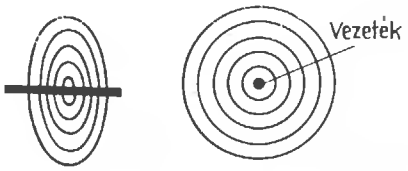
Példa: Két kondenzátorlemez egymástól 0,2 m távolságban van. Az elektródákon levő feszültség 10 V. Az ebből számítható elektromos térerő:

$$10/0{,}2 = 50 \text{ V/m}.$$

Ha a kondenzátorlemezekre váltakozófeszültséget adunk, akkor az elektromos tér iránya és ereje a váltakozófeszültség ütemének megfelelően változik. A kondenzátorlemezek áttöltéséhez szükséges töltésmennyiség a kondenzátort és a generátort összekötő vezetékben váltakozóáram formájában mérhető.

1.1.2. A mágneses erőtér

Minden vezetőt, amelyen áram folyik át, mágneses erőtér vesz körül. Ha egyenáramról van szó, akkor a mágneses erőtér iránya és erőssége állandó,



1.3. ábra. Az áram által keltett mágneses erőtér a vezető körül

ezért *magnetosztatikus erőtérről* beszélünk. A *mágneses erőtér* a vezeték körül koncentrikusan alakul ki az 1.3. ábra szerint. A mágneses erőtér minden esetben önmagában zárt.

Ha a vezetőn váltakozóáram folyik, a mágneses erőtér nagysága és iránya a váltakozóáram ütemében változik.

1.1.3. Összefüggés az elektromos és mágneses erőtér között

Mint láttuk, feszültség hatására elektromos erőtér alakul ki, az áram hatására pedig mágneses erőtér. Áram azonban csak feszültségkülönbség, vagyis feszültség hatására folyhat. Ebből következik, hogy a *mágneses* erőtérhez mindig tartozik *elektromos* erőtér is. Tehát az áram szükségszerűen *elektromágneses* erőteret hoz létre.

Az elektromágneses erőtér két komponense, az elektromos és a mágneses erővonalak mindig merőlegesen állnak egymásra.

1.1.4. Váltakozó elektromágneses erőtér

A váltakozóáram által létrehozott elektromágneses erőtér viselkedésével magyarázható az elektromágneses hullámok távhatása (sugárzása). Minden tér energiát tartalmaz, amelyet az őt gerjesztő generátorból vesz át. A generátor bekapcsolását követő bizonyos idő elteltével a vezetőből annak környezetébe energia lép ki: az elektromágneses tér kialakul (azért „bizonyos idő" után, mivel az elektromos energia sem végtelenül nagy sebességgel, hanem „csak" fénysebességgel terjed). Ha a generátort ismét kikapcsoljuk, az elektromágneses erőtér összeomlik, a tér energiája visszatér a vezetőbe. Minthogy ez a visszatérés is egy bizonyos időt vesz igénybe, ezért a vezetőtől legtávolabb levő térrészben jelenlevő energia tér vissza a legkésőbb.

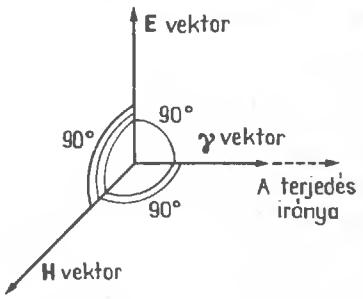
Az összeomló mágneses erőtér a vezetőben feszültséget indukál, amelynek hatására ismét elektromos erőtér alakul ki. Ez a feszültség, amely pl. elektromos áramkör megszakításakor alakul ki, a mindennapi életben gyakran lép fel. Ennek hatására alakul ki pl. a gépkocsik gyújtótekercseiben a megszakítók működésekor a gyújtáshoz szükséges szikra.

Egyenáram esetében az elektromágneses erőtér nyugalmi állapotban van. Az imént leírt jelenségek csak bekapcsoláskor (a tér kialakuláskor) és kikapcsoláskor (a tér összeomlásakor) lépnek fel.

Ha a vezetőben váltakozóáram folyik, a be- és kikapcsolási jelenségek a frekvenciától függően, folyamatosan lépnek fel. Bizonyos körülmények között, amelyekre később még részletesebben kitérünk, a következő helyzet áll elő: a váltakozóáram növekedésével — a futási idő függvényében némi eltolódással — elektromágneses tér alakul ki. Ha a szinuszos lefutási áram most csökkenni kezd, a tér energiája visszatér a vezetőbe. De mivel a futási idő függvényében a tér energiájának egy része később érkezik a vezetőhöz, ott már merőben megváltozott árameloszlási viszonyokkal találkozik. Ez az új árameloszlás újabb erőteret alakít ki, amely a visszajutó térnek egy régibb részét a vezetőből kiszorítja. Az ilyenformán kiszorított elektromos erővonalak zárt hurkokat képeznek, amelyeket mágneses erővonalak vesznek körül. Minthogy ez a jelenség a váltakozóáram frekvenciájának megfelelően folyamatosan ismétlődik, olyan elektromágneses hullámok alakjában terjed, amelynek frekvenciája és hullámhossza az őt gerjesztő váltakozóáramnak pontosan megfelel. A hullám a térben a fény sebességével távolodik a vezetőtől.

Az elektromágneses hullám kialakulásának feltétele tehát, hogy a generátor mindig egy pontosan meghatározott időpontban ellentétes irányú árameloszlást szolgáltasson, amely az összeomló erőtér visszajutását megakadályozza és arra kényszeríti, hogy a vezetőtől eltávolodjon.

Az elektromágneses hullám terjedési iránya az elektromágneses erőtérre merőleges. Az összefüggések vektoriális ábrázolása az 1.4. ábrán látható.

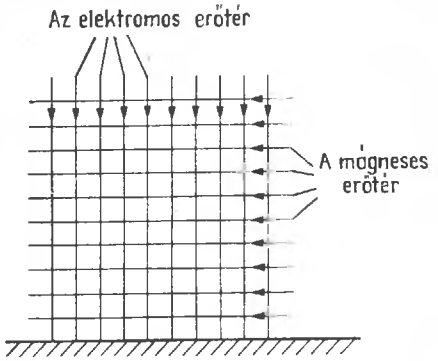


1.4. ábra. Térerővektorok és a terjedési irány viszonya szabad térben

Az ábrán az **E** vektor az elektromos térerőt, **H** vektor pedig a mágneses térerőt jelöli. A γ Poynting-féle vektor az energiaátvitelt határozza meg a terjedés irányában, merőleges az **E** és **H** vektorokra, és azt az energiamennyiséget adja meg, amely a haladás irányára merőlegesen álló 1 m^2 felületre másodpercenként jut.

1.1.5. Síkhullámok

A pontszerű sugárforrásból kilépő elektromágneses hullámok a tér minden irányában azonos sebességgel és egyenletesen terjednek. A jelenség úgy képzelhető el, mint hogyha a középpontot képező sugárforrás körül egyre növekvő átmérőjű gömbhéjak alakulnának ki. Ha ezeket a gömbhéjakat sikerülne láthatóvá tenni, akkor a sugárforrás közvetlen közelében (ahol tehát a gömbsugár még kicsi) a gömbalak felismerhető lenne. A sugárforrástól nagyobb távolságban azonban a gömbfelület igen nagy kiterjedése következtében az íveltség már nem lenne észrevehető, és így a gömbhéj mint sík felület jelenne meg, amint a földgömb felszíne sem tűnik íveltnek, hanem sík felületnek. Éppen ezért azokat az elektromágneses hullámokat, amelyek a sugárforrástól elegendő távolságban vannak, síkhullámoknak tekintjük. Az 1.5. ábrán egy



1.5. ábra. Függőlegesen polarizált hullámhomlok

ilyen *síkhullám* pillanatnyi helyzetét és annak elektromos és mágneses erőterét mutatja. A nyilak a hullám pillanatnyi erőterének irányát jelölik, a terjedési irány pedig az ábra síkjára merőleges: a *hullámhomlok* a néző felé halad. Az elektromos *és* mágneses erővonalak iránya egy perióduson belül 180°-ot fordul (a nyilak iránya megfordul). Természetesen ilyenkor a terjedés iránya nem változik; továbbra is merőleges lesz a hullámhomlokra.

1.1.6. A térerősség

Az elektromágneses erőtér nagysága, vagyis a *térerősség*, azzal a feszültséggel határozható meg, amely a hullámhomlok síkjában az elektromos erőtér mentén egy hosszegységen mérhető. Minthogy ilyenkor a feszültséget távolságra vonatkoztatjuk, az E térerősséget volt/méterben (V/m), illetve mV/m vagy μV/m-ben adjuk meg.

Szabad térben a térerősség a távolság arányával lineárisan csökken, miközben az energia a növekvő távolsággal mind nagyobb felületen oszlik el. Ezek szerint ha pl. egy sugárforrás a szabad térben 1 km távolságban $E = 1000\ \mu V/m$ térerőt hoz létre, akkor 10 km távolságban a térerősség már csak 100 μV/m, 100 km távolságban 10 μV/m és 1000 km távolságban 1 μV/m. Mivel a rádióhullámok földi terjedésekor a szabad tér ideális körülményei nincsenek biztosítva, a térerősség távolságfüggése gyakorlatilag nagyobb.

1.1.7. Az elektromágneses hullámok polarizációja

Az elektromágneses hullam polarizációját az *elektromos* komponensének iránya határozza meg. Két fő polarizációs módot különböztetünk meg: a *lineáris* és az *elliptikus* vagy *kör alakú* polarizációt.

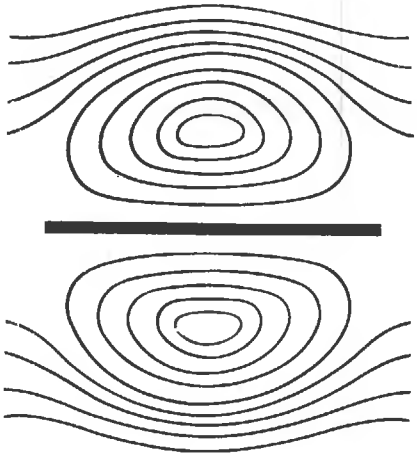
Az elliptikus polarizáció esetében az elektromos komponens iránya körmozgást végez. A körforgás irányától függően beszélünk *jobbra vagy balra forgó kör-polarizációról*. A rövidhullámú tartományban az elliptikus, vagyis a kör alakú polarizációnak alig van jelentősége. Az igen nagy frekvenciák tartományában azonban fokozódó mértékben alkalmazzák, különösen az űrkutatás területén (pl. rádióasztronómia).

A lineáris polarizáció esetében az elektromos erővonalak egyenesen futnak és a földfelszínhez képest egy bizonyos irányt vesznek fel. A földfelszínhez felvett irányuktól függően megkülönböztetjük a *horizontális*, vagyis *vízszintes polarizációt* (az elektromos erővonalak a földfelszínnel párhuzamosak) és a *vertikális*, vagyis *függőleges polarizációt* (az elektromos erővonalak a földfelszínre merőlegesek).

Így pl. az 1.5. ábrán bemutatott hullámhomlok függőleges polarizációjú, minthogy az elektromos erővonalak merőlegesen futnak. Az elektromágneses hullámok polarizációja a vízszintes és a függőleges között bármilyen fokban előállítható, így pl. 45°-os dőlésben is. Ezt a lehetőséget azonban ritkán szokás alkalmazni. Az 1.6. ábrán egy félhullámú dipólus elektromos erőtere látható.

Az ionoszféra egyenlőtlenségei következtében a rövidhullámú tartományban igen gyakori a polarizáció-változás. Ennek következtében létrejövő fadding-jelenségeket polarizációs fadding-nek ne-

vezzük. A terjedés útjában levő akadályok szintén polarizáció-módosuláshoz vezethetnek, és *polarizációs faddingot* okoznak.



1.6. ábra. Vízszintesen polarizált dipólus elektromos erőtere (két dimenzióban ábrázolt vízszintes polarizáció)

A *vízszintesen* felépített antennák általában *vízszintesen* polarizált hullámokat sugároznak ki, a *függőlegesen* elrendezett antennák pedig általában *függőlegesen* polarizált hullámokat. Bizonyos antennatípusoknál azonban a polarizáció az antenna irányából nem ismerhető fel azonnal (így pl. a résantennánál és a Quad-antennánál). Az elliptikus polarizáció meghatározásához szintén nincsenek egyszerű, általános érvényű szabályok.

1.1.8. Reflexió, refrakció és diffrakció

A nagyfrekvenciás elektromágneses hullámokat 30 kHz és 300 GHz között, ami a 10 km és 1 mm közötti hullámhossz-tartománynak felel meg, általában *rádióhullámoknak* nevezzük. Elektromágneses hullámok azonban a fényhullámok is, amelyeknek frekvenciája sokkal nagyobb, mint a rádióhullámoké. Hasonlóság közöttük az, hogy a rádióhullámok a fényhez hasonlóan verődnek vissza, törnek meg és hajlanak el.

A reflexió (visszaverődés) lehet ***irányított***, amely sík felületen alakul ki, vagy *szórt* reflexió, amely egyenlőtlen felületeken keletkezik. Az irányított reflexiónál a visszavert sugár, a beeső sugár és a beesés pontjára emelt merőleges egy síkba esnek. A beesési szög és a visszaverődési szög a beesés pontjára emelt merőlegeshez képest egyforma. A reflexió mértéke (a reflexiós koefficiens) függ a visszaverő közeg *permittivitásától* (dielektromos tényezőjétől) és *permeabilitásától*.

Az elektromágneses hullámok *refrakciója* (törés) különböző dielektromos tényezőjű közegek átmeneténél lép fel. Ennek a jelenségnek különösen az ultrarövid hullámok terjedésénél van jelentősége. Mivel az elektromágneses hullámok terjedési sebessége a közeg dielektromos tényezőjétől függ, ha ez változik, a terjedési sebesség is változik. A sebességváltozás következtében pedig irányváltozás lép fel; ez a refrakció. A légkör dielektromos tényezője függ a sűrűségtől és relatív nedvességtartalmától. A jelenség igen szemléletesen mutatható be egy optikai kísérlettel: ha egy botot ferdén egy vödör vízbe helyezünk, akkor a bot a vízfelszín síkjában meghajlani látszik.

Az elektromágneses hullámok *diffrakciója* (elhajlása) a terjedés útjában levő élek mentén alakul ki. Ennek köszönhető, hogy olyan területeken, amelyek hullámárnyékban vannak, mint pl. magasabb hegyek és épületek mögött, sokszor még elfogadható vétellehetőség tapasztalható. A diffrakció mértéke frekvenciafüggő: növekvő frekvenciával csökken.

2.

Elektromágneses hullámok terjedése

2.1. Az atmoszféra

Az elektromágneses hullámok terjedésében jelentős szerepe van a Föld légkörének, az atmoszférának. Az atmoszféra mintegy 2000...3000 km magasságig terjed és főleg nitrogénből, oxigénből, szén-dioxidból és vízgőzből áll.

Az atmoszférát három fő rétegre szokás osztani: a *troposzféra*, a *sztratoszféra* és az *ionoszféra*.

2.1.1. A troposzféra

A Föld légkörének a földfelszíntől kb. 11 km magasságig terjedő szakaszát *troposzférának* nevezzük. Szokás még „időjárási rétegnek" is nevezni, minthogy az időjárást meghatározó meteorológiai folyamatok elsősorban itt zajlanak le. A troposzféra a légkör anyagának mintegy 75%-át tartalmazza. A 2.1. ábrán a Föld légkörének vázlatos felépítése és hőmérsékleti eloszlása látható.

A troposzféra hőmérséklete a magassággal általában csökken: 1000 m-enként 6...8 °C-kal. A hőmérséklet a legfelső rétegben, a *tropopauzában* a legkisebb, átlagosan −50 °C. A troposzféra és a sztratoszféra közötti átmeneti réteg, a tropopauza magassága ingadozó. Közép-Európa földrajzi szélességénél általában márciusban a legalacsonyabb, átlagosan 9,7 km, míg júliusban a legmagasabb: 11,1 km.

A troposzféra állapota az ultrarövid hullámok terjedését lényegesen befolyásolhatja.

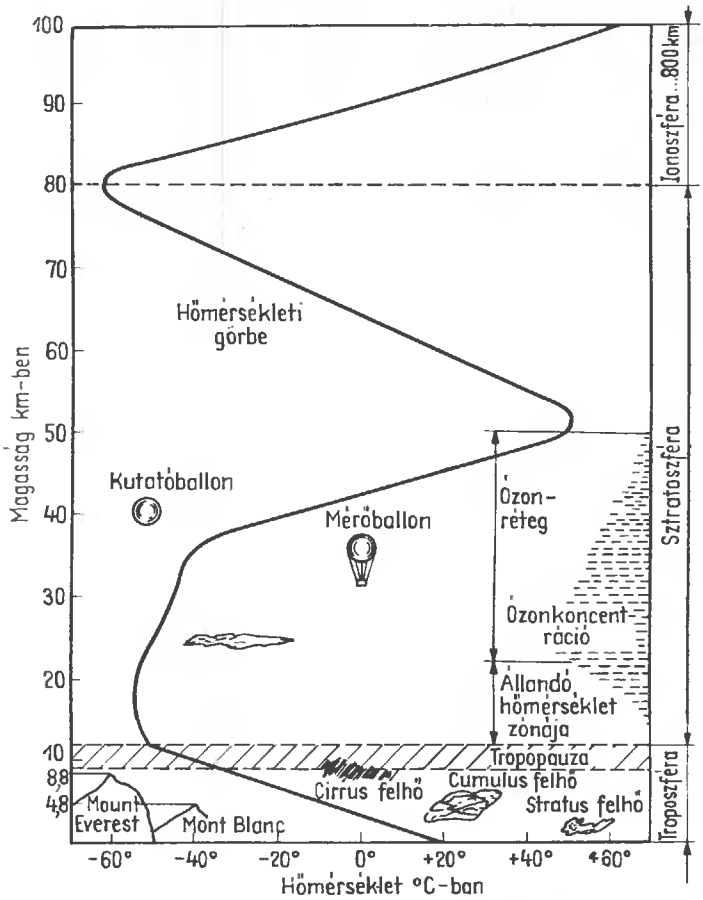
2.1.2. A sztratoszféra

A Föld felszíne felett 11...80 km magasságban találjuk a *sztratoszférát*. Ebben a tartományban a szó általános értelmében vett időjárási jelenségek nem játszódnak le, és a réteget a vízgőz teljes hiánya jellemzi. Hőmérséklete mintegy 20 km magasságig állandónak tekinthető, e felett pedig egyenletesen növekszik, míg 50 km magasságban kb. 50 °C maximumot nem ér el. Ezt a növekvő hőmérsékletű tartományt ózon-zónának is nevezik, mivel ebben a magasságban a légkör ózon-koncentrációja viszonylag nagy. Ez az ózon-réteg a földi élet létének és fejlődésének fontos tényezője, minthogy a Nap ibolyántúli sugárzásának legnagyobb hányadát elnyeli.

50 km feletti magasságban a hőmérséklet-eloszlás ismét csökkenő jellegű, míg 80 km-nél — az ionoszférába való átmenetnél — ismét fordulópont található. A sztratoszféra hatását az ultrarövid hullámok terjedésére ez ideig nem sikerült kimutatni.

2.1.3. Az ionoszféra

80 km feletti magasságban az *ionoszféra* található, amelynek felső határa hozzávetőleg 800 km-nél van; itt fokozatosan átmegy az interstelláris (csillagközi) térbe. Ezt az átmeneti tartományt *exoszférának* nevezik. Az ionoszférában igen sok elektromosan töltött részecske — ion és elektron — van. Ezek semleges gázmolekulákból ionizáció következtében jönnek létre. Ionizációt itt



2.1. ábra. Az atmoszféra alsó szakaszának rétegződése és hőmérsékleteloszlása

elsősorban a napsugárzás okoz; az ultraibolya és korpuszkuláris sugárzás. Ionizációt okozhatnak ezenkívül a kozmikus sugárzás, továbbá a meteoritok zápora (néhányszor 10^9 meteorit/nap).

Az atmoszféra felső rétegeit érő sugárzások energiája elegendő ahhoz, hogy a semleges gázmolekulák atomjaiból egy vagy több elektront kitaszítsanak, és így pozitív töltésű iont képezzenek. A szabad elektron semleges atomhoz vagy molekulához juthat, és ekkor negatív iont képez, vagy pedig egy pozitív ionnal egyesülve ismét semleges atom keletkezik. Ez utóbbi folyamatot *rekombinációnak* nevezzük. Az egységnyi térfogatban található szabad elektronok száma (e/cm^3) a sugárzás intenzitásával arányos. Az elektromosan töltött részecskék jelenlétének következtében az atmoszféra felső rétege elektromosan vezetővé válik, és ilyenformán az elektromágneses hullámok bizonyos frekvenciatartományát képes visszaverni (reflektálni).

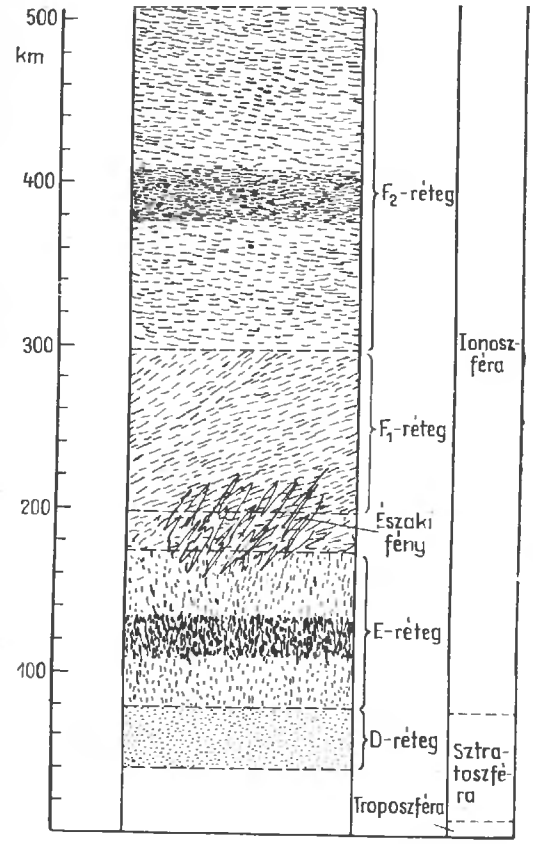
Kennelly és *Heaviside* már 1900-ban feltételeztek nagy magasságban egy ilyen elektromosan vezető réteget. *Appleton* és *Barnett* 1924-ben kísérleti úton kimutatták a Föld légkörének reflektáló tulajdonságát, s ezzel bizonyították *Kennelly* és *Heaviside* elméletét. Később a radar-elven alapuló mérésekkel sikerült kimutatni, hogy az atmoszférában nemcsak egy ilyen reflektáló tulajdonságú réteg található *(Kennelly—Heaviside-réteg)*, hanem egy egész rétegrendszer. Az ionoszférával kapcsolatos ismereteinket újabban olyan mérési adatok alapján egészíthettük ki és pontosíthattuk, amelyeket geofizikai rakéták és mesterséges bolygók szolgáltattak.

Az ionoszféra elektronsűrűség-eloszlásának néhány maximuma van. 40 és 80 km közötti magas-

ságban a *D-réteg* alakul ki napközben, majd az éjszaka folyamán eltűnik. E felett helyezkedik el az *E-réteg* (a tulajdonképpeni *Kennelly—Heaviside-réteg*), amelyben a maximális elektronsűrűség 110...130 km magasságban van. A még feljebb fekvő *F-réteg (Appleton-réteg)* nyáron a nappali órákban F_1 és F_2 rétegekre hasad. Az ionizáció maximuma az F_1 rétegnél 200...230 km magasságban van, míg az F_2 rétegnél 300...400 km magasságban. Az ionizáció mértéke (elektronsűrűség) rétegről-rétegre növekszik és maximális értékét az F_2 rétegen kb. 400 km magasságban éri el. E felett az ionizáció mértéke gyorsan csökken, míg végül teljesen megszűnik.

Az ionoszféra szerkezetének legújabb vizsgálatai alapján tulajdonképpen nem is beszélhetünk rétegekről, mivel a különböző elektronsűrűségű tartományok közötti átmenetek egymásba folynak. A réteges szerkezet elmélete azonban az elmúlt évtizedekben szilárd fogalommá vált, ezért használata továbbra is indokolt.

A 2.2. ábrán a Föld légkörének ismertetett szerkezete látható. Minthogy az ionoszféra folytonos állapotváltozásoknak van kitéve, a 2.2. ábrán vázolt elrendezés nem tekinthető egymáson elhelyezkedő rétegek merev rendszerének: az ionizáció mértéke folytonosan változik az év- és napszak, a naptevékenység, a földrajzi szélesség és még egyéb tényezők függvényében.

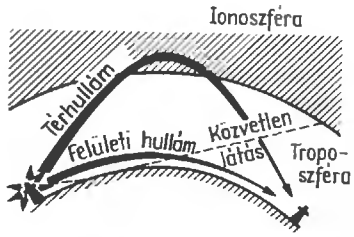


2.2. ábra. Az atmoszféra felső szakaszának rétegződése

2.2. Felületi és térhullámok

Ha az adó- és vevőantenna a föld felszínén van, a rádióhullámok az adótól a vevőig két úton juthatnak el:

— a troposzférán át a földfelszín mentén mint felületi vagy talajhullámok és
— az ionoszférától visszaverődve mint térhullámok. E két terjedési módot a 2.3. ábra szemlélteti.



2.3. ábra. Az elektromágneses hullámok térbeli és felületi terjedése

2.2.1. A felületi hullámok terjedése

A felületi hullámok a Föld görbületét követik és terjedésük során a felszíni abszorpciós hatások következtében veszteséget szenvednek. Ez a veszteség a frekvenciával növekszik. Igen kis frekvenciák esetében (a leghosszabb hullámtartományban) a felületi hullám nagy távolságok áthidalását teszi lehetővé. A talaj elektromos vezetőképessége és a tereptárgyak (épületek, növényzet stb.) a felületi hullámok terjedését befolyásolják, a hatótávolságot azonban főleg a kisugárzott teljesítmény határozza meg.

A rövidhullámok felületi hatósugara csekély. Közepes teljesítményű amatőr adóval a 80 m-es sávban kb. 100 km-es felületi hullámú hatótávolsággal lehet számolni; azonos teljesítményű 10

m-es sávban dolgozó adónál ez a távolság kb. 15 km-re csökken.

Az ultrarövid hullámok tartományában, a nagyobb távolságok áthidalását felületi hullámokkal a troposzférában létrejövő hullám-elhajlás, -törés és -szóródás teszi lehetővé, amiről a 2.4. fejezetben bővebben beszélünk.

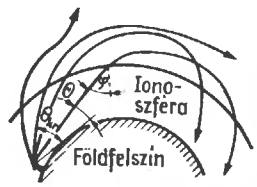
2.2.2. A térhullámok terjedése

A legnagyobb földi távolságok áthidalását a rövidhullámok térbeli terjedése teszi lehetővé, amikor is a térhullámok az ionoszférától visszaverődnek. A rádióhullámok terjedési sebessége (v_i) az ionoszférában valamivel nagyobb, mint a troposzférában és lényegében az elektronkoncentráció és a frekvencia függvénye:

$$v_i = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{1 - k\left(\frac{N}{f^2}\right)}}, \qquad (2.1)$$

ahol k_i egy állandó tényező; N az elektronkoncentráció (e/cm^3); f a frekvencia.

A (2.1) összefüggésből látható, hogy az N elektronkoncentráció növekedésével — adott frekvencián — a terjedési sebesség is növekszik. Ha a hullámhomlok nem merőlegesen, hanem 90°-nál kisebb szöggel lép be az ionoszférába, a hullámhomlok felső része „gyorsabb", mint az alsó része. Az eltérő terjedési sebesség következtében a terjedési irány megtörik és elegendő nagy elektronkoncentráció esetén a hullám a Föld felé visszaverődik (2.4. ábra).



2.4. ábra. A kisugárzási szög hatása az ionoszférabeli elhajlásra; Θ a kisugárzási szög; φ a belépési szög

A jelenséggel kapcsolatosan az alábbi összefüggések érvényesek:

1. Minél nagyobb az üzemi frekvencia, annál nagyobb elektronkoncentráció szükséges a reflexió feltételeinek biztosítására.

2. A térhullám visszaverődése a Föld felé annál könnyebben valósul meg, minél laposabban lép be az ionoszférába.

Kritikus frekvencia (f_{kr}) az a legnagyobb frekvencia, amely az ionoszférát merőlegesen elérve még visszaverődik. A φ belépési szög függvényében meghatározható a felső üzemi határfrekvencia, a MUF (angolból: Maximal Usable Frequency). A MUF és kritikus frekvencia közötti összefüggés:

$$\mathrm{MUF} = \frac{f_{kr}}{\sin \Theta} = f_{kr} \cdot \sin \varphi, \qquad (2.2)$$

ahol Θ a kisugárzási szög és φ a belépési szög az ionoszférába (lásd a 2.4. ábrát).

A reflexió soha sem veszteségmentes, ezért a visszavert térhullámoknál mindig kisebb-nagyobb járulékos csillapítással kell számolni. Az ionoszféra csillapítása frekvenciafüggő: a kisebb frekvenciák csillapítása nagyobb, mint a nagyobb frekvenciáké. A térhullámok nagytávolságú terjedését azonban az árnyékolás akadályozhatja.

Fedésről beszélünk akkor, amikor a hullámok már a viszonylag alacsony E-rétegről visszaverődnek és így a magasabban elhelyezkedő F-rétegig el sem jutnak. Összefoglalóan megállapítható, hogy a térhullámok terjedése függ a MUF-tól (felsőhatárfrekvenciától), a csillapítástól és az árnyékolástól.

Az áthidalható legnagyobb távolság — egyszeres visszaverődéssel az ionoszférától — 4000... 4500 km. Mivel azonban a rövidhullámok a talaj és az ionoszféra között többszörösen is visszaverődhetnek, a térhullámok többszörös „ugrással" a legnagyobb lehetséges földi távolságokat is áthidalhatják.

Mint már említettük, a hullámhossz csökkenésével az ionoszféra reflexiós képessége is csökken. Ezért a kb. 5 m-nél kisebb ultrarövid hullámoknál — normális körülmények között — még a leglaposabb belépési szögnél sem tapasztalható reflexió az ionoszféráról. Ezek a nagyfrekvenciás térhullámok az ionoszférán áthatolva a világegyetemben terjednek tova.

2.3. A rövidhullámok terjedése

Rövidhullámú összeköttetések szempontjából az ionoszféra állapota döntő jelentőségű, ez pedig napszakról-napszakra, évszakról-évszakra és évről-évre a napfolttevékenység függvényében változik.

A Nap aktivitása a *granulációtól*, a *fáklyaképződéstől*, az eruptív *protuberanciától*, de legfőképpen

a *napfoltok* képződésétől függ. A napfoltok leginkább a Nap-egyenlítőtől északra és délre, mintegy 20—20° szélességnyi tartományban lépnek fel, míg gyakoriságukban átlagosan 11,1 éves periodicitás figyelhető meg. A napfoltsűrűséget a *napfoltok relatív számával* szokás jellemezni.

A *napfoltszám* 1947 májusában az évszázadok óta maximális 200-as rekordértéket érte el; a következő megfigyelt maximum 1958 márciusában volt.

A *granuláció* a Nap felszínének jelentős részét borítja finom selymes fátyol formájában; ez lényegében mintegy 100 km átmérőjű kalcium-gőzfelhők halmaza. A *napfáklyák* elsősorban a napfoltok szomszédságában keletkeznek; fokozott fényességű és hőmérsékletű hosszúkás alakú fényjelenségek.

Az eruptív *protuberanciák* lényegében izzó gáztömegek, amelyek főleg hidrogénből, héliumból és kalcium-ionból állnak. A Nap fotoszférájából közel 400 km/s sebességgel mintegy 1 millió km magasságig lövellődnek ki. A napfoltok hőmérséklete kisebb, mint környezetüké; a legnagyobb megfigyelt napfoltok átmérője a Föld átmérőjének 18-szorosa volt. A napfoltokban igen erős mágneses terek keletkeznek, amelyekben a mágneses térerő 0,45 T (4500 G)-t is elérhet. (A Föld mágneses tere $0{,}5 \cdot 10^{-4}$ T; 1 gauss $= 10^{-4}$ tesla.) A napfoltmaximum megnövekedett naptevékenységgel jár együtt, aminek következtében a Nap átlagosnál nagyobb mértékben bocsát ki látható és láthatatlan, különféle hullámhosszúságú sugárzást. Azért az atmoszféra magasabb rétegeinek ionizációs foka a naptevékenység mértékével szoros összefüggésben van. Mint láttuk, az ionkoncentráció viszont az ionoszféra reflexiós képességét határozza meg.

Az ionoszféra évszaktól és napszaktól függő állapotváltozásai könnyen értelmezhetők, hiszen a nyári hónapokban a napsugárzás hosszabb és intenzívebb, mint a téli hónapokban. Az éjszakai órákban hiányzó ultraibolya sugárzás miatt az egyes rétegek nem ionizálódnak, ezért az elektronkoncentráció csak napkelte után kezd el ismét növekedni. Ha a nappali órákban az ionoszférát a teljes napsugárzás éri, az egyes rétegekben a sugárzás intenzitásától függő elektronkoncentráció alakul ki.

A legalacsonyabban elhelyezkedő *D-réteg* az atmoszférának még viszonylag sűrű tartományában van. Ionizációja a déli órákban éri el maximumát és napnyugta után gyorsan csökken nulláig. A csupán a nappali órákban létező D-réteg a középhullámú és hosszabb rövidhullámú tartományt elnyeli.

A 160 m-es és 80 m-es amatőrsáv, továbbá a középhullámú adók viszonylag csekély nappali hatótávolsága főleg a D-rétegbeni abszorpcióra vezethető vissza. Télen a nappali D-réteg kisebb mértékben ionizálódik, ennek következtében abszorpciója is kisebb. Ez a tény megegyezik azzal a tapasztalattal, miszerint az említett sávokban télen a nappal áthidalható távolságok nagyobbak, mint nyáron.

A D-réteg felett elhelyezkedő *E-réteg* részlegesen az éjszakai órákban is fennáll; a hiányzó napsugárzás miatt azonban a nappalinál lényegesen kisebb elektronkoncentrációja van. A 80 m-es hullámokat az E-réteg részben elnyeli, míg a 40 m-es hullámokat — elegendő nagy elektronsűrűségnél — már képes reflektálni.

A reflexiós hullámterjedés szempontjából legfontosabb az *F-réteg*, amelynek segítségével a rövidhullámú tartományban rendkívül nagy távolságok hidalhatók át. Az *Appleton-réteg* vastagsága a legnagyobb valamennyi ionizált réteg között. Az ionizáció és rekombináció folyamata lényegesen lassúbb, mint az alacsonyabban fekvő rétegeké, és a Nap állásától is kevésbé függ. Napnyugta után az F-réteg elektronsűrűsége lassan csökken, közvetlenül napfelkelte előtt éri el minimumát, de nullára sohasem csökken le. A nappali órákban intenzív besugárzás esetében az F-réteg kettéhasad: ekkor a magasabban fekvő F_2*-réteg* alakul ki, míg alatta az F_1*-réteg* helyezkedik el. Az F_1-réteg a hullámterjedés szempontjából kedvezőtlen jelenség: az F_2-rétegről reflektált hullámok számára fokozottan csillapító, elnyelő hatású.

A felületi hullámok teljes legyengülése és a visszavert térhullámoknak a Föld felszínére való visszaérkezésének pontja közötti terület az ún. *holtzóna*, ahol sem a felületi hullámok, sem a térhullámok nem vehetők. Többszörös reflexiónál a holtzónák ismétlődhetnek. A holtzóna kiterjedése — ami lényegében az egyszeres reflexiós távolságnak, az ún. *„ugrási tartománynak"* felel meg — az adó frekvenciájának, továbbá a visszaverő réteg magasságának, és az elektronsűrűségnek a függvénye. A holtzóna kiterjedése a frekvenciával nő.

2.3.1. Hullámterjedés a 80 m-es amatőrsávban

A nappali órákban viszonylag kicsiny távolságok hidalhatók át, mivel a D-réteg a 80 m-es hullámokat erősen csillapítja. Télen a nappali terjedés

valamivel jobb, mint nyáron: a maximálisan áthidalható távolság kb. 400 km.

Napnyugta után a D-réteg lassan megszűnik, a csillapítás csökken, és a hatósugár nő. Az éjszakai órákban nem ritkán 1000 km-es távolság is áthidalható, amennyiben az adókkal telített sávban és nyáron a rendszerint nagy légköri zavarszint az összeköttetést nem zavarja túlságosan.

A téli hónapokban — főleg a napfoltminimumos éjszakában — a korareggeli órákban (napfelkelte előtt) sokszor interkontinentális összeköttetések is létrejöhetnek. Az ilyenkor fellépő 1000 km-es holtzóna következtében az európai állomások csupán a felületi hullámok hatósugarán belül zavarhatják a távoli állomások vételét.

2.3.2. Hullámterjedés a 40 m-es amatőrsávban

A nappali D-réteg csillapító hatása még a 40 m-es sávban is jelentős, noha normális körülmények között már 1000 km-es hatósugárral lehet számolni. Kedvező terjedési viszonyok mellett 2000 km is áthidalható. A holtzóna nappal 100 km körül van.

Különösen a napfoltminimum időszakában már a késő délutáni órákban interkontinentális összeköttetésekkel lehet számolni; ezek azonban az erősen zavaró közeli állomások miatt nehezen bonyolíthatók le. Éjszaka — és főleg a téli hónapokban — a holtzóna megnő és éjfél felé eléri maximumát. Mivel ilyenkor gyakorlatilag a teljes európai térség a holtzónába esik, úgyszólván valamennyi kontinenssel zavarmentesen lehet forgalmazni. Legkisebb csillapítással és legnagyobb hatósugárral akkor számolhatunk, ha a hullámterjedés a Föld azon a felén játszódik le, ahol éjszaka van (az abszorbeáló térréteg hiányzik!).

A légköri zavarok csekélyebbek, mint a 80 m-es sávban, azonban nyáron jelentősen zavarhatják az összeköttetéseket.

2.3.3. Hullámterjedés a 20 m-es amatőrsávban

A 20 m-es amatőrsáv a hagyományos DX-sáv (DX = nagytávolságú, interkontinentális összeköttetés). E sávon úgyszólván minden időpontban létesíthetők összeköttetések más földrészekkel. A forgalom a 20 m-es sávban legfeljebb napfoltminimum idején korlátozódik a nappali, korareggeli és alkonyati órákra; éjjel távolsági terjedés nincs.

Holtzóna úgyszólván mindig jelentkezik: ez napfoltminimum idején a nappali órákban kb. 1000 km, míg napfoltmaximum idején 400 km-re vagy még lejjebb csökken. Nyári időszakban néha teljesen eltűnik.

Az alkonyat beálltával a holtzóna gyorsan terjed, és éjszaka maximálisan 4000 km-t is elérhet. különösen kedvezőek a terjedési viszonyok, ha a hullámterjedés útvonala legalább részben a Föld sötét, éjszakai szakaszán halad át.

Európai összeköttetésekre a 20 m-es sáv csak bizonyos esetekben: nyári időszakban, napfoltmaximum idején alkalmas. Ilyenkor a légköri zavarokkal gyakorlatilag számolni nem kell.

2.3.4. Hullámterjedés a 15 m-es amatőrsávban

A terjedési viszonyok nagymértékben függnek a napfolttevékenységi ciklustól. Napfoltmaximum idején úgyszólván egész nap számolhatunk DX összeköttetésekkel. A kis csillapítás következtében már kis adóteljesítménnyel is nagy távolságok hidalhatók át.

Napfoltminimum idején a sáv legfeljebb a nyári hónapokban nappal is csak rövid időre használható. Éjszaka a távolsági összeköttetések valószínűsége nagyon csekély, míg a téli hónapokban a sáv gyakorlatilag használhatatlan.

Esetenként felléphet reflexió a *sporadikus* (szórványos) *E-rétegen* is. Ilyenkor kb. 2000 km-es távolságot hidalhatunk át. Légköri zavarok nem befolyásolják az összeköttetéseket a 15 m-es sávon.

2.3.5. Hullámterjedés a 10 m-es amatőrsávban

A sáv hullámreflexiós összeköttetésekre csak erős naptevékenység időszakában használható. Ilyenkor a nappali órákban kiváló DX lehetőségekkel számolhatunk, amikor már igen kis adóteljesítménnyel is nagy távolságok hidalhatók át. A holtzóna kiterjedése mintegy 4000 km. A hullámterjedés útvonalának a Föld napsütötte felén kell áthaladnia, vagyis jó terjedés esetén a kora reggeli órákban először a távol-keleti állomások jelentkeznek. Napfoltmaximum idején nyáron a sáv a késő esti órákig használható.

A terjedésnek a napfolttevékenység fokától való függése szélsőséges: napfoltminimum idején a

10 m-es sáv távolsági összeköttetésekre használhatatlan. Legfeljebb a szórványosan fellépő E-rétegtől való visszaverődés biztosíthat rövid ideig közepes távolságú áthidalást.

2.4. Az ultrarövid hullámok terjedése

Az ultrarövid hullámú elektromágneses rezgések hullámhossza 10 és 1 m között van, ami 30...300 MHz-nek felel meg. Az *ultrarövid hullámok* (URH) német rövidítése: UKW (Ultrakurzwellen), angol rövidítése pedig VHF (Very High Frequencies). Ez utóbbi rövidítés az elterjedt nemzetközi megnevezés.

Az ultrarövid hullámok terjedése megközelíti a fény terjedési törvényszerűségeit. Ezért szokás kvázioptikai (fényhez hasonló) terjedésről beszélni, noha valójában ténylegesen kvázioptikai terjedésről csak a deci-, centi- és a milliméter-tartományban van szó.

2.4.1. Az ultrarövid hullámok kvázioptikai terjedése

Az amatőrök számára elsősorban a 2 m-es sáv, a 144...146 MHz-es frekvenciák tarthatnak érdeklődésre számot. Kivételes esetektől eltekintve, ezeken a frekvenciákon ionoszferikus reflexió már nem fordul elő.

Az ultrarövid hullámok kiválóan alkalmasak olyan távolságok üzembiztos áthidalására, amelyek az elméleti optikai látóhatáron belül vannak. Ezen a távolságon belül térerő-ingadozás gyakorlatilag nem lép fel, és már egészen kis adóteljesítménnyel is — az időjárási viszonyoktól és az ionoszféra állapotától függetlenül — üzembiztos összeköttetések létesíthetők.

A 2 m-es hullámok tényleges, biztonságos hatósugara kb. 15%-kal meghaladja az optikai látóhatárt. A hullámterjedés-kutatás legújabb eredményei alapján az ultrarövid hullámok elhajlása a a Föld felszíne felé a levegőnek a magassággal csökkenő törésmutatójával hozható összefüggésbe. A törésmutató értékét a troposzféra vízgőz tartalma (nedvessége), nyomása és hőmérséklete határozzák meg.

Az ultrarövid hullámok hatósugara közelítő számítással:

$$d = 4{,}13 \cdot (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \qquad (2.3)$$

ahol d a 2 m-es hullám hatósugara km-ben; h_1 az adóantenna magassága m-ben és h_2 a vevőantenna magassága m-ben.

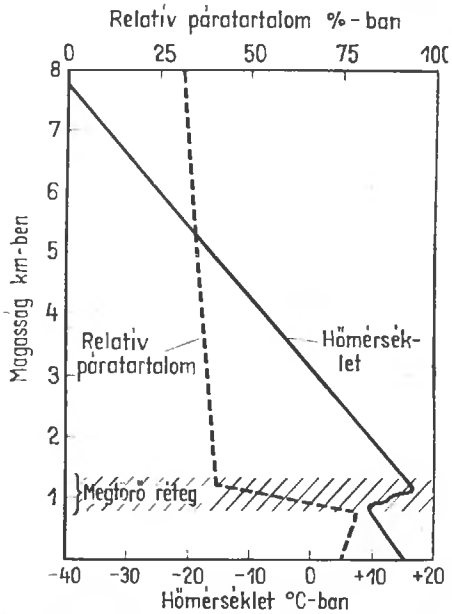
A (2.3) összefüggés a Földnek az ún. „négyharmad" sugarán alapszik, vagyis nem a tényleges 6370 km-es földsugárral számolunk, hanem az egyharmaddal megnövelt 8500 km-es értékkel.

2.4.2. Az ultrarövid hullámok nagytávolságú terjedése

Az ultrarövid hullámú tartományban időszakosan olyan nagytávolságú terjedések figyelhetők meg (1000 km felett), amelyek a közönséges horizonton túli terjedéssel nem magyarázhatók. A jelenségnek többféle oka lehet, azonban többnyire a troposzféra különleges állapotára vezethető vissza.

2.4.2.1. Troposzferikus nagytávolságú terjedés

A troposzféra hőmérséklete általában a magassággal csökken: 1000 m-enként 6...8 °C-kal (2.1. ábra). A légtömegek mozgása és egyéb meteorológiai hatások következtében, a hőmérsékleti és relatív nedvességeloszlási görbén ugrásszerű hirtelen változások is felléphetnek, ennek következtében a görbe a normálistól eltérhet (2.5. ábra). Az ilyen



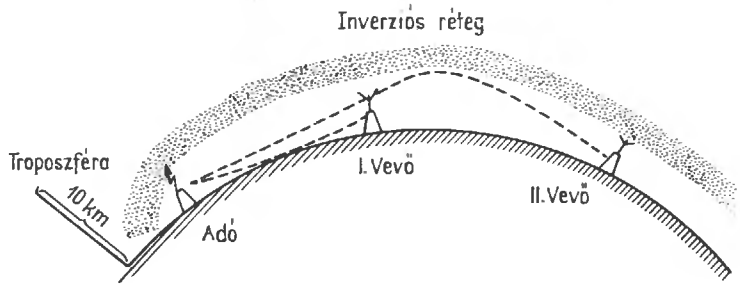
2.5. ábra. Példa a troposzféra hőmérséklet- és páratartalom-eloszlására inverziós réteg keletkezésekor

hőmérsékletugrás — nem más néven *inverzió* — a légsűrűség változását okozza: a meleg levegő sűrűsége kisebb, mint a hidegé. Az optikából ismeretes a fénytörés alapszabálya: ha a fénysugár valamely optikailag sűrűbb (nagyobb törésmutatójú) közegből egy kisebb sűrűségűbe (kisebb törésmutató) lép, az átlépési pontban emelt merőlegestől elfelé, míg az optikailag sűrűbb közegbe lépve a merőleges felé törik.

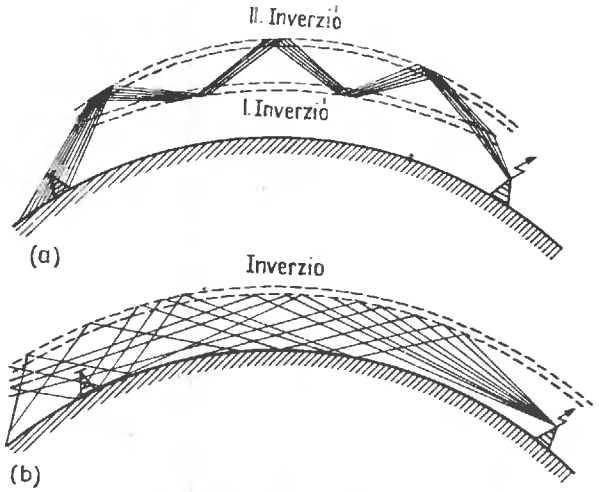
Az ultrarövid hullámok a terjedési közeg sűrűségének változásakor a fényhez hasonló viselkedést tanúsítanak: a hullámhomlok az inverziórétegbe belépve a Föld felszíne felé törik (2.6. ábra). Az inverziós réteg általában viszonylag kis magasságban helyezkedik el. A *talajmenti inverzió* közvetlenül a talaj felszíne felett alakul ki, hatására viszonylag csak kis hatósugár-növekedés jelentkezik. A *magassági inverzió* néhány 1000 m magasságban képződik, és ez hozza létre a nagytávolságú terjedést.

Mint a 2.6. ábrából látható, a közvetlen terjedéssel csak azok a hullámok érik az ellenállomás antennáját (I. vevő), amelyek igen lapos szögben, mintegy a Föld felszínéhez érintőlegesen lépnek ki az adóantennáról. Ha a troposzféra állapota a hullámpálya elhajlását és ezzel rendkívüli terjedést okoz, szintén a lapos lesugárzás kedvez a terjedésnek (II. vevő). Ebből nyílvánvalóan következik, hogy nagytávolságú összeköttetések létesítése szempontjából azok az antennatípusok kedvezőek, amelyek elsősorban a függőleges síkban nyalábolnak.

Ritkán előforduló jelenség az ún. *troposzferikus hullámvezetéses átvitel* (angolul: ducting). Ez csak akkor jön létre, ha egyidőben egymás felett több inverziós réteg közé jut be a hullám, ott addig reflektálódik ide-oda a két réteg között, míg az alsó réteg lokális elvékonyodásához érve azon át kilép [2.7.(a) ábra]. A rendkívüli hullámvezetéses terjedést az jellemzi, hogy az összeköttetés — terüle-



2.6. ábra. Ultrarövid hullámok terjedése a troposzférában

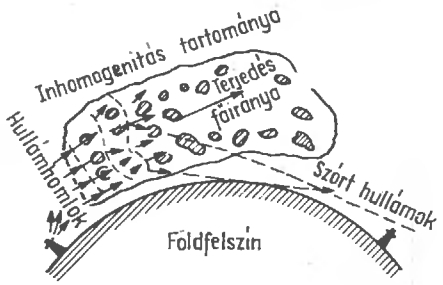


2.7. ábra. Troposzferikus hullámvezetés:
(a) hullámvezetés két inverziós réteg között; (b) hullámvezetés talajfelszín és talajmenti inverziós réteg között

tileg igen távoli állomások között szűken behatárolt — lehetséges, míg a közelebbi állomások a holtzóna miatt nem érhetők el. Hullámvezetéses terjedés azonban kialakulhat a Föld felszíne és egy nagykiterjedésű talajmenti inverziós réteg között [2.7.(b) ábra]. Ennek a terjedésnek a jellemzője, hogy a terjedés útjában nincs holtzóna. Ha a troposzféra törésmutatója olyan nagy, hogy a földfelszínnel párhuzamosan kisugárzott hullámvisszaverődés lehetséges, akkor *szuper-refrakcióról* beszélünk. Ilyenkor az inverziós rétegen totálreflexió lép fel, amely folyamat hasonlatos a rövidhullámoknak az ionoszféra egyes rétegein lezajló reflexiós folyamatához.

2.4.2.2. Szórthullám-terjedés (scatter)

A troposzféra felső tartományában, kb. 10 km magasságban, a légrétegek intenzív függőleges áramlása figyelhető meg. Ezek az ún. kiegyenlítődési áramlatok. A különböző hőmérsékletű légrétegek keveredése állandó turbulenciát hoz létre. Ilyenkor parazita-inhomogenitások keletkeznek, amelyeknek a környező légtömegekkel szemben eltérő hőmérsékletük, nyomásuk és relatív nedvességtartalmuk van (2.8. ábra). Ha a hullámterjedés



2.8. ábra. Rövidhullámok szóródása a troposzférában

pályája ilyen inhomogenitásokon át vezet, akkor az energia kicsiny töredéke diffúz szóródást szenved. Minthogy a szórt sugárzás a tér minden irányában terjed, egy része jóval az optikai látóhatár mögött tér vissza a Föld felszínére. Ez a maradék erőtér rendkívül kicsiny, azonban állandó értékű.

A *troposzferikus szórthullám-terjedést* (angolul: tropospheric scatter) a 100...1000 MHz közötti frekvenciáknál szokták hasznosítani, főleg az 500 MHz körüli frekvenciáknál. Az áthidalható 800...1000 km-t is elérhet. A vétel minősége rendszerint gyenge, és sokszor az átvitt jel sávszélességének csökkenése is megfigyelhető. A sávszélesség csökkenése azzal magyarázható, hogy az inhomogén tartomány különböző pontjairól származó szórthullámok fáziskéséssel érkeznek a vevőantennához. A szórási gócok helyzetváltozásai a troposzférában ezen kívül kisebb-nagyobb faddingjelenségeket is okozhatnak.

Stabilabb összeköttetés tartható fenn az *ionoszferikus szórthullám-terjedéssel* (angolul: ionospheric scatter), ami a kb. 100 km magasságban levő ionoszférarétegeknek köszönhető. Ehhez leginkább a 25...60 MHz közötti frekvenciák használhatók, míg az áthidalható távolságok 1000... 2500 km. A szórthullámok intenzitása 1000 km-nél kisebb távolságoknál rohamosan csökken.

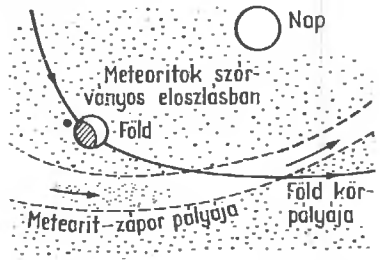
2.4.2.3. Az ultrarövid hullámok visszaverődése meteor-nyomvonalakról (meteorscatter)

A Föld a Nap körüli pályáján rendkívül nagyszámú, többnyire igen kicsiny porszerű meteorittal találkozik. A meteoritok igen nagy sebességgel (elérhetik a 72 km/s-ot is) hatolnak be az atmoszférába, miközben a súrlódási hő folytán 100...200 km-es magasságban elgőzölögnek, elégnek. A meteoritoknak csupán egy kis része akkora, hogy elégéskor az atmoszférában látható fénynyomot hagynak (hullócsillag) és még sokkal ritkább az olyan méretű meteorit, amely eljut a Föld felszínéig, ahol maradéktalanul elég.

A meteoritok két csoportba oszthatók: az első csoportba azok sorolhatók, amelyek a világűrben mindenütt, viszonylag egyenletes eloszlásban találhatók. Ezek kitüntetett irány nélkül és különböző sebességgel mozognak. A második csoporthoz tartozó meteoritok pedig meghatározott pályákon, azonos irányokban és sebességekkel haladnak. Ezek a meteoráramok — vagy meteorit-záporok — periodikusan keresztezik a Föld pályáját és végleges megsemmisülés előtt, pályájuk mentén az atmoszférában, ionizált csatornát létesítenek. Az ilyen ionizált csatorna rövid életű, mivel az igen kis nyomású magas atmoszférában hamar szétterjed és eloszlik. A kezdeti szakaszban azonban olyan nagy elektronsűrűség léphet fel, hogy az ultrarövid hullámok az ionizált csatornától visszaverődnek. Minél nagyobb méretű a rohanó meteorit, annál nagyobb és hosszabb élettartamú az általa létrehozott ionizált csatorna.

Összeköttetéseket a meteor-nyomvonalaktól visszavert hullámokkal a kanadai *Janet-eljárás* szerint gyakorlatilag is létesítenek. Ezenkívül a 2 m-es sávban dolgozó amatőrök is kiterjedten használják. Általában nem az első csoporthoz tartozó, szórványosan fellépő meteoritok, hanem a

periodikusan jelentkező meteoritrajok nyomvonalait hasznosítják rádióösszeköttetésekhez. Minthogy az utóbbiak pályája és sebessége többnyire ismeretes, a Föld és a meteoritraj találkozásának i dőpontja kielégítő pontossággal előre számítható (2.9. ábra).



2.9. ábra. Meteorzápor és a Föld pályája

Mivel a meteoritpályák mentén keletkező reflektáló ionizált csatornák élettartama rövid, segítségükkel csak nagyon rövid ideig tartó összeköttetések létesíthetők. Csak ha állandóan újabb és újabb ionizált csatornák keletkeznek, pl. sűrű meteoritzápor idején, léphetnek fel néhány másodperctől legfeljebb 2 percig tartó átviteli szakaszok, időszakok. Ennél hosszabb, folyamatos összeköttetés ily módon rendkívül ritkán jön létre.

2.4.2.4. Az ultrarövid hullámok visszaverődése az északi fénytől

A Nap időnként hatalmas tömegű, elektromos töltésű izzó gázfelhőket lövell ki magából. Ezek nem tekinthetők sugárzásnak, minthogy sebességük „csupán" 1500 km/s körül van. A jelenséget kísérő anyagvándorlás miatt *korpuszkuláris* (részecske-) *sugárzásnak* nevezik.

Ha a Föld ilyen részecskesugárzással találkozik, mágneses tere a részecskeáramban haladó elektronokat és ionokat a mágneses pólusok irányába eltéríti. Az eltérített részecskesugár á 70. szélességi fok körül — az ún. aurora-zónában vagy északifény-tartományban — lép be a magasabb légkörbe és szekunder ionizációt, valamint az északi fény jelenségét idézi elő. Ugyanakkor az aurora-zóna mentén nagy intenzitású áramlás jelentkezik, amelynek erősen ingadozó mágneses tere az állandónak tekinthető földmágneses térre szuperponálódik: ún. *mágneses vihar* keletkezik, melynek intenzitása az északifény-tartományban a legalacsonyabb.

Az intenzív részecskesugárzás által okozott szekunder ionizáció az aurora-zónában igen nagy helyi elektronsűrűségeket hozhat létre. Ezért az északi fény környezetében kifejezett ionizált gócok keletkezhetnek, amelyeknek elektronsűrűsége az ultrarövid hullámok reflexiójához is elegendően nagy.

Az ún. *aurora E-rétegen* végbemenő visszaverődés átlagban 100 km-es vagy ennél nagyobb magasságban játszódik le. A diffúz reflexió következtében a jelátvitelt erős torzítás jellemzi. Ezért összeköttetések csupán távíró-üzemmódban létesíthetők.

A Napon lezajló nagyobb erupciót követően általában 26 óra múlva a részecskefelhő eléri az ionoszférát. Néha azonban az is előfordulhat, hogy a Napból kiszakadó részecskesugárzás elkerüli a Földet, és a csillagászati módszerekkel észlelt erupciót az aurora-jelenségek nem követik. Ez rendszerint akkor következik be, ha az erupció a napkorong széle felé zajlott le.

2.4.2.5. Az ultrarövid hullámok reflexiója a sporadikus E-rétegtől

Az ionoszférában az elektronsűrűség néha váratlanul megváltozik, pl. ionoszferikus szél esetén. Ilyenkor az ionoszféra alsó rétegeiben igen intenzív ionizációjú inhomogenitások léphetnek fel. Minthogy ezek a sporadikus (szórt) gócok elsősorban az E-rétegben, főleg ennek alsó szakaszában keletkeznek, ezt *sporadikus E-rétegnek* (E_s-réteg) nevezzük. E jelenség okát nem sikerült ez ideig egyértelműen tisztázni, azonban hatását jól ismerjük.

Bizonyított tény, hogy az ultrarövid hullámú tartománynak főleg a 30...100 MHz közötti szakasza verődik vissza az E_s-rétegtől. A 2 m-es sávban is sikerült olyan összeköttetések létrehozása, amelyek az adott körülmények között igen nagy valószínűséggel az E_s-rétegen bekövetkezett reflexióval magyarázhatók. Minthogy a hullámok a 100...150 km magasságban reflektálódnak, kiszámítható, hogy a reflektált hullámok az adótól 900...2000 km távolságban térnek vissza a földfelszínre.

2.4.2.6. Az ultrarövid hullámok reflexiója a Hold és a mesterséges holdak felszínéről

Az ultrarövid hullámú átviteltechnika a Föld—Hold—Föld útvonalon át azon a felismerésen alapszik, hogy az ultrarövid hullámok az ionoszféra-

rétegeken áthatolva a világűrbe jutnak ki. Már 1946-ban sikerült venni holdfelszínről visszaverődött impulzusokat.

(*Szerk. megjegyzés.* Eredetileg 1944 márciusában Bay Zoltán, az akkori Műegyetem Atomfizikai Intézetének igazgatója vetette fel a gondolatot, hogy a Holdat visszaverő felületként alkalmazva rádióhullámok visszaverődését lehetne észlelni. A háborús események miatt a már megépített berendezés megsemmisült. A munkát 1945. év második felében ismét megkezdték. A kísérlet 1946 február első napjaiban eredménnyel végződött. A kíséletet az Egyesült Izzó kutató-laboratóriumában végezték el. A vonatkozó leírás és fényképek a Rádióévkönyv 1947-es kötetében [Hungária kiadás] találhatók.)

Az első holdreflexiós kétirányú amatőr összeköttetést 1960. július 21-én létesítette a W 6 HB (San Carlos, Kalifornia) és W 1 BU (Medfield, Massachussetts) állomás az 1296 MHz-es sávban. Mindkét állomás kimeneti teljesítménye 400 W volt és parabolaantennákat használtak. A két állomás légvonalban 4320 km-re volt egymástól, azonban a ténylegesen áthidalt távolság 768 000 km-t tett ki. Az első sikeres kísérletet 1964-ben továbbiak követték a 2 m-es és 70 cm-es amatőrsávban. Ezek során a holdreflexió segítségével Európa és Amerika között is létesült kétirányú összeköttetés.

A Föld—Hold—Föld útvonal használata rendkívüli technikai felkészültséget tesz szükségessé. Az egységes üzemszerű összeköttetésekhez a közel 5 másodperces jel-átfutási idő is túl sok lehet, ez azonban amatőr vonatkozásban nem jelent hátrányt.

Különleges perspektívát jelentenek az ultrarövid hullámú átviteltechnikában a műholdak, amelyeket előre számított Föld körüli pályára juttatnak. A tudományos célokat szolgáló különféle mesterséges holdak mellett az Egyesült Államokban amatőr célú mesterséges holdat is fellőttek (OSCAR). Az interkontinentális tv-átvitel céljaira szolgálnak a MOLNYIJA, TELSTAR, SYNCOM stb. mesterséges híradástechnikai holdak.

A *passzív* híradástechnikai mesterséges holdak lényegében nagyméretű ballonok, amelyeknek felszíne vékony fémréteggel van borítva. (Pl. az ECHO ballon.) Ennek következtében a rádió- és fényhullámokat igen jó hatásfokkal képesek reflektálni.

Az aktív híradástechnikai holdak ezzel szemben komplett vevő- és adóberendezésekkel vannak felszerelve: a Földről érkező jeleket egy másik frekvencián ismét lesugározzák, relézik.

Az aktív mesterséges holdak elektronikus adattárolót is vihetnek magukkal, amelynek segítségével a vett és tárolt jeleket később — pl. a földi parancsra — ismét lesugározzák.

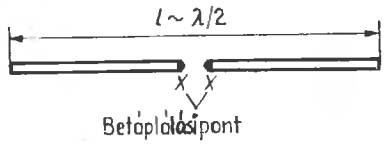
3.

Az antennák működése és tulajdonságai

Az antennák az elektromágneses erőtérből energiát vesznek fel (vevőantennák) vagy a nagyfrekvenciás generátorok (adók) által keltett energiát elektromágneses hullámok alakjában sugározzák ki (adóantennák). A *reciprocitás* elve értelmében ugyanazon antenna vételhez és adáshoz is használható; tulajdonságai és jellemzői mindkét esetben változatlanok. További fejtegetéseink során a szemléletesség okából az egyes antennákat főleg adásüzemben vizsgáljuk, és ezért az antennákat röviden *sugárzóknak* nevezzük.

3.1. A félhullámú dipólus

Az antennatechnika legegyszerűbb, ugyanakkor legelterjedtebb rezonanciaképes szerkezete az ún. *félhullámú dipólus*. Úgyszólván valamennyi antennatípus közös eleme, továbbá a decibelben megadott antennanyereség vonatkozási alapja. Az antennák tulajdonságainak és működésük megértéséhez a félhullámú dipólus elméletének ismerete szükséges.



3.1. ábra. A félhullámú dipólus

Mint már elnevezéséből is kitűnik, a félhullámú dipólus geometriai hossza közelítően az üzemi frekvencia hullámhosszának felével ($\lambda/2$) egyenlő. Ez esetben a dipólus a hullámhosszal rezonanciában van (3.1. ábra). A dipólus szó „két pólust" jelent, és arra utal, hogy a félhullámú sugárzó geometriai középpontjában meg van szakítva. Az így keletkező „két pólusra", az X—X pontokhoz csatlakoztatható a tápvonal, illetve az adó vagy a vevő.

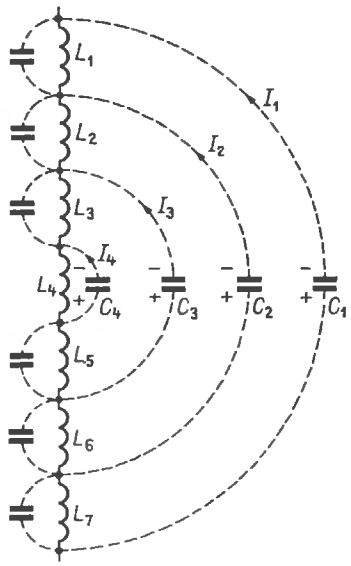
3.1.1. Áram- és feszültségeloszlás a félhullámú sugárzón

Az elektromos vezetőknek (huzal, vékony rúd vagy cső) induktivitása és kapacitása van. Ezek a vezető mentén egyenletesen oszlanak el. A 3.2.(a) ábrán az $L_1 \ldots L_7$ tekercsek és a $C_1 \ldots C_4$ kondenzátorok jelképezik a vezető öninduktivitását, illetve — kapacitását. Tételezzük fel, hogy adott pillanatban a kondenzátoroknak bizonyos töltésük van. A kondenzátorok eme töltése az induktivitásokon át kisül. Eközben áram folyik, és ennek megfelelően mágneses erőtér alakul ki. A C_4 kondenzátor kisülésekor az L_4 induktivitáson át L_4 áram keletkezik. A C_3 az L_3, L_4 és L_5 induktivitásokon keresztül sül ki és az I_3 áramot létesíti, a C_2 az $L_2 \ldots L_6$ induktivitásokon át az I_2 áramot hozza létre, a C_1 pedig az I_1 árammal az $L_1 \ldots L_7$ induktivitásokon keresztül sül ki. Az elmondottakból következik, hogy a legnagyobb áram a sugárzó közepén folyik: az I_1, I_2, I_3 és I_4 áramok összege. A sugárzó végei felé az áram egyre csökken, míg a vezeték végein áram már nem folyik. A 3.2.(b) ábrán a jobb áttekinthetőség miatt az $I_1 \ldots I_4$ áramokat külön-külön tüntettük fel.

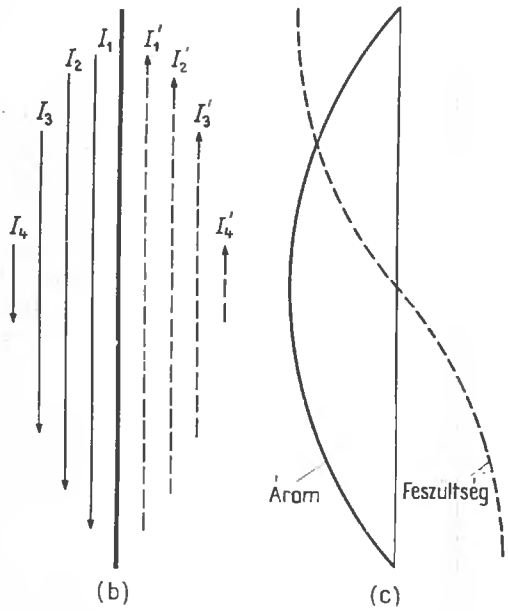
Az áram hatására az induktivitások körül mágneses erőterek alakulnak ki. Ennek következtében

a kapacitások — most már ellenkező polaritással — ismét feltöltődnek: a feszültség előjele megváltozik. A jelenség az ismertetett módon megismétlődik fordított irányban, aminek eredményeként a 3.2.(b) ábrán szaggatott vonalakkal jelölt $I_1 \ldots I_4$ áramok jönnek létre.

A tényleges viszonyokat messzemenően leegyszerűsítve a vázolt működési mechanizmus alapján,



(a)



(b) (c)

3.2. ábra. Árameloszlás a félhullámú vezetőn

a rezonáns félhullámú sugárzón a 3.2.(c) ábra szerinti áram- és feszültségeloszlás alakul ki, amelyek között 90°-os fáziseltolás van. A sugárzó végeinél pedig a feszültségek fáziskülönbsége 180°.

A félhullámú sugárzó áram- és feszültségeloszlását vizsgálva megállapítható, hogy a sugárzó középpontjában árammaximum van, és mivel ugyanott van a feszültségátmenet is, a középpont feszültségmentes. A sugárzó végein a helyzet fordított: a feszültségmaximum az áramminimummal esik egybe. A feszültségeloszlásnak ez az alakja a félhullámú dipólusok konstrukciós szempontból fontos előnyét is magyarázza: geometriai középpontjukban — ahol a feszültség nulla — közvetlenül és fémesen rögzíthetők a földelt antenna-tartóoszlophoz. Megjegyzendő azonban, hogy a sugárzó véges ellenállása miatt a feszültség sehol sem lesz pontosan nulla, és a sugárzó végein, azún. *végeffektus* miatt az áram sem tűnik el maradéktalanul. Ezért helyesebb használni a *feszültségminimum* és *áramminimum* kifejezéseket.

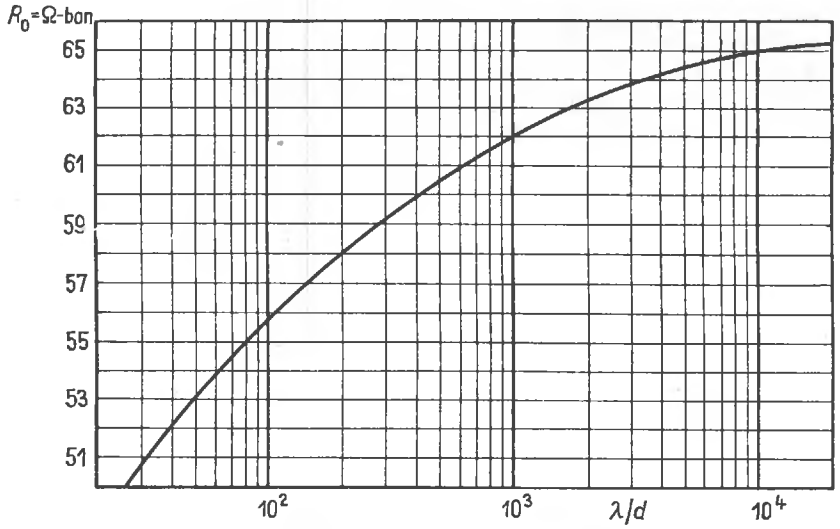
3.1.2. Az antenna impedanciája

A sugárzón kialakuló áram- és feszültségeloszlásból az impedancia- (látszólagos ellenállás) viszonyokra is következtethetünk. Az Ohm-törvény alapján a feszültség és áram ismeretében az ellenállás értéke:

$$\frac{\text{feszültség}}{\text{áram}} = \text{ellenállás}.$$

A sugárzó teljes hossza mentén tehát bármely pont impedanciája meghatározható az adott pontban mérhető feszültség és áram viszonya alapján. A sugárzó rezonancia frekvenciáján az ellenállás valós (rezisztív), más frekvenciákon viszont (reaktív) (induktív vagy kapacitív), összetevőket is tartalmaz.

A 3.2.(c) ábra értékeléséből az alábbi fontos következtetések vonhatók le: Rezonanciafrekvencián a sugárzó **végeinél** nagy a feszültség és kicsiny az áram, tehát az impedancia **nagy**, sugárzó **közepén** pedig kicsi a feszültség és nagy az áram, tehát az impedancia **kicsi**. Noha a sugárzó bármely pontjánál meghatározható az ellenállás, ezt általában a betáplálási pontra adják meg (talpponti ellenállás). Mivel a félhullámú dipólus esetében a talppontnál árammaximum és feszültségminimum van, ellenállása aránylag kicsiny (kb. 60 Ω).



3.3. ábra. Félhullámú dipólus R_0 bemeneti ellenállásának változása a λ/d hullámhossz—átmérő függvényében

A félhullámú dipólus talpponti ellenállása az elméleti számítások szerint 73 Ω, amennyiben a sugárzó végtelenül vékony ($\lambda/d = \infty$) és a talaj felszínétől végtelenül messze van. A 3.3. ábra mutatja, hogy a félhullámú dipólus talpponti ellenállása változtatható a hullámhossz és a dipólus-átmérő viszonyának változtatásával.

A λ/d viszonyt *karcsúsági tényezőnek* nevezik; kiszámításakor a λ és a d értéket azonos mértékegységben kell behelyettesíteni. A rövidhullámú és ultrarövid hullámú gyakorlatban alkalmazott sugárzók átmérőjét 2 mm-nél kisebbre szokás megválasztani, ezért a félhullámú dipólusok talpponti ellenállása 65 Ω alatt van ebben a frekvenciatartományban.

3.1.3. A sugárzási ellenállás

A sugárzási ellenállás olyan számérték, amelyből az antenna különböző tulajdonságaira következtethetünk. Az árammaximumra szokták vonatkoztatni, és lényegében azt az ellenállást jelképezi, amely — az antenna helyére kötve — a kisugárzott teljesítményt elfogyasztaná. A rezonanciában levő antenna talpponti ellenállása, mint láttuk, valós értékű, és pl. a félhullámú dipólus esetében az R_s sugárzási és R_v veszteségi ellenállásból tevődik össze. Az R_v veszteségi ellenállást elsősorban a sugárzó felületi ellenállása és a szigetelőkben fellépő dielektromos veszteségek okozzák. A veszteségi ellenállás értéke a gyakorlatban a sugárzási ellenállás töredéke.

A sugárzási ellenállást elsősorban az antenna helyzete és környezete határozzák meg: a Föld feletti magasság, a talaj vezetőképessége, a szomszédos épületek stb., de a sugárzó geometriai méretei is befolyásolják (pl. karcsúsági tényező).

Ha ismeretes a P_s kisugárzott teljesítmény, továbbá az I_{max} maximális antennaáram, akkor a sugárzási ellenállás a következő összefüggésből számítható:

$$R_s = \frac{P_s}{I_{max}^2}. \qquad (3.1)$$

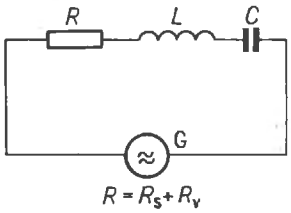
A sugárzási ellenállás és a veszteségi ellenállás aránya az antenna η hatásfokát adja meg:

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_v}{R_s}}. \qquad (3.2)$$

3.1.4. A félhullámú dipólus mint rezgőkör

A rádiótechnikában használatos rezgőkörök általában koncentrált elemekből állnak: az induktivitást tekercs, a kapacitást kondenzátor képviseli. A hosszú vezeték induktivitása és kapacitása nem koncentrált alakban van, hanem ahogy azt a 3.1.1. pontban bemutattuk, a teljes hossz mentén egyenletes eloszlásban. Ha a vezeték a gerjesztőfrek-

venciával rezonanciában van, rezgőkörnek tekinthető. A félhullámú dipólus elektromos helyettesítő áramköre a 3.4. ábra szerinti soros rezgőkör, ahol az R ellenállás a sorbakapcsolt sugárzási és veszteségi ellenállást jelképezi. Mint ismeretes, valamely



3.4. ábra. Félhullámú dipólus mint soros rezgőkör (helyettesítő áramkör rezonancia esetében)

rezgőkör rezonanciafrekvenciáját az önindukció és a kapacitás értékeinek ismeretében az

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

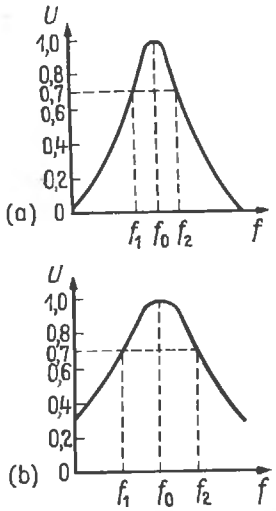
összefüggés adja meg, ahol $\omega = 2\pi f$ a körfrekvencia; ωL az induktív ellenállás; ωC pedig a kapacitív ellenállás. A félhullámú dipólus rezonanciafrekvenciája hasonló meggondolással számítható, azonban az elosztott paraméterek miatt az induktivitást és kapacitást — és ezzel a rezonanciafrekvenciát — lényegében a sugárzó geometriai méretei határozzák meg.

Ha a körveszteségeket elhanyagoljuk, a rezgőkör jóságát főleg az L/C arány határozza meg. Nagy L/C arány (nagy induktivitás, kis kapacitás) esetében keskeny sávú, éles rezonanciájú rezgőkört kapunk, míg kis L/C aránynál (kis induktivitás, nagy kapacitás) a rezgőkör széles sávú, kevésbé éles rezonanciával. A rezgőkör jóságától függő sávszélesség a rezonancia-jelleggörbéből olvasható le (3.5. ábra).

Hasonló rezonanciagörbét kaphatunk homogén elektromágneses térben elhelyezett félhullámú dipólusnál is (vevőantenna esete). A térerőt állandó értéken tartva, a frekvenciát változtatjuk, miközben az antenna által szolgáltatott U feszültséget mérjük. Feszültségmaximumot az antenna f_0 rezonanciafrekvenciájánál kapunk. Ezt a feszültséget önkényesen 1,0-nek vesszük. f_1 és f_2 azok az f_0 rezonanciafrekvencia alatti és feletti frekvenciák, amelyeknél a feszültség 0,7-re (−3 dB) csökken. A B *abszolút sávszélességet* az $f_2 - f_1$ érték adja, míg a b *relatív sávszélességet a*

$$b = \frac{B}{f_0} \qquad (3.3)$$

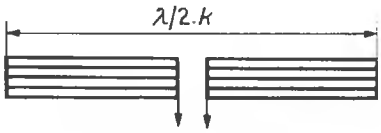
összefüggésből számíthatjuk.



3.5. ábra. A sugárzó rezonancia-jelleggörbéjének változása az L/C viszony függvényében; sávszélesség: $B = f_2 - f_1$
(a) sávszélesség nagy L/C viszony; (b) sávszélesség kis L/C viszony esetén

A 3.5.(a) ábra rezonanciagörbéje egy nagy L/C arányú rezgőköré, illetve kis B sávszélességű dipólusé, míg a 3.5.(b) ábra görbéjet egy kis L/C arányú kör vagy nagy sávszélességű dipólus adná.

Vizsgáljuk meg, hogy a sugárzó geometriai méretei hogyan hatnak az L/C viszonyra és ezzel a sávszélességre. Vegyünk egy viszonylag vékony vezetékből (pl. huzal) álló félhullámú dipólust, amelynek L induktivitása és C kapacitása van. Ha most a 3.6. ábra szerint öt ilyen dipólust párhuzamosan



3.6. ábra. Elemenként öt szálból álló „vastag" félhullámú dipólus

kapcsolunk, olyan „vastag" dipólushoz jutunk, amelynek kapacitása egyenlő lesz az öt „vékony" dipólus párhuzamosan kapcsolódó kapacitásával $5 \cdot C$, míg a párhuzamosan kapcsolt induktivitások eredője $^1/_5\ L$ lesz.

Már ebből az egyszerű gondolati kísérletből is látható, hogy egy vastagabb vezetékből készült

dipólusnak kisebb L/C viszonya, vagyis nagyobb sávszélessége van, mint egy vékony dipólusnak. A „vastag", ill. „vékony" jelző itt mindig az üzemi hullámhosszra vonatkoztatva értendő. A kifejezetten széles sávú antennákra általában a nagy sugárzó felületek jellemzők, és nagy kapacitásuk következtében kis L/C viszonyú rezgőkörnek tekinthetők. A rövidhullámú tartományban a *karcsúsági tényezőnek* gyakorlatilag nincs jelentősége, minthogy a szokásos antennahuzalból készült antennáknál a λ/d viszony 5000-nél is nagyobb szokott lenni.

3.1.5. A rövidítési tényező

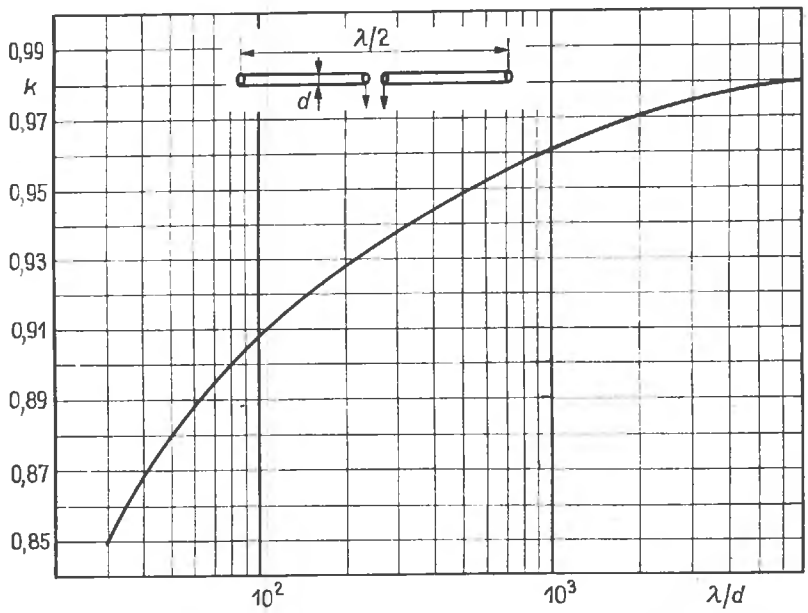
Eddigi fejtegetéseinkben nem tettünk különbséget a sugárzó geometriai és elektromos hossza között. Valójában azonban egy antenna elektromos és geometriai hossza csak akkor egyezne meg, ha a szabad térben levő sugárzó átmérője végtelen kicsi lenne. Gyakorlatilag azonban minden antenna adott vastagságú huzalból vagy csőből készül, és helyzetében valamiféle mechanikai tartószerkezet rögzíti, továbbá a talajfelszíntől és egyéb tárgyaktól aránylag kis távolságban helyezkedik el. Ezek a körülmények azt eredményezik, hogy a sugárzó csak akkor kerül rezonanciába, ha mechanikus hosszát a számított elektromos hossznál kisebbre méretezzük.

A λ/d karcsúsági tényező és a k rövidítési tényező közötti összefüggés könnyen belátható: egy vastagabb vezeték kapacitása nyilvánvalóan nagyobb, mint egy azonos hosszúságú, de vékonyabb vezetéké. Ha egy rezgőkörben a kapacitást növeljük, a rezonanciafrekvencia a kisebb frekvencia irányába tolódik el: a vastag sugárzó rezonanciafrekvenciája kisebb, mint az azonos hosszúságú, de vékonyabb sugárzóé. Ha mindkét sugárzót azonos rezonanciafrekvenciára akarjuk hozni, akkor a vastag sugárzó nagyobb kapacitását úgy kompenzáljuk, hogy a sugárzó hosszát csökkentjük: a vastag sugárzó azonos rezonanciafrekvencián tehát rövidebb lesz, mint a vékony vezetékből készült sugárzó.

A 3.7. ábra a félhullámú dipólus k rövidítési tényezője és a λ/d karcsúsági tényező közötti összefüggést szemlélteti.

Példa: Kiszámítandó egy 144 MHz-es félhullámú dipólus mechanikai hossza. A rendelkezésre álló alumínium cső d átmérője 25 mm. 144 MHz-nek kereken 208 cm-es hullámhossz felel meg. Ebből a λ/d viszony:

$$\frac{208\text{ cm}}{2{,}5\text{ cm}} \approx 80.$$



3.7. ábra. Félhullámú dipólus rövidítési tényezőjének változása a hullámhossz—átmérő függvényében

A 3.7. ábra alapján a 80-as karcsúsági tényezőhöz $k=0{,}90$ rövidítési tényező tartozik; így tehát a félhullámú dipólus rezonáns hossza

$$\frac{\lambda}{2}\cdot k=\frac{208}{2}\cdot 0{,}90=93{,}6\text{ cm}.$$

Ha a dipólust 10 mm átmérőjű csőből készítenénk el, akkor 96,7 cm hosszúra kellene levágni ($\lambda/d\approx 200$ és $k=0{,}93$).

30 MHz felett, a félhullámú dipólusok számításához sokszor alkalmazott egyszerű összefüggés:

$$l=\frac{141}{f},$$

(ahol l a mechanikus hossz méterben és f a rezonanciafrekvencia MHz-ben), a karcsúsági tényezőt csak átlag 300-as értékkel veszi figyelembe, ami $k=0{,}94$ rövidítési tényezőnek felel meg. Ezért a képlet az URH tartományban csak feltételesen használható.

A rövidhullámú tartományban (30 MHz alatt) a karcsúsági tényező azonban általában nagyobb, mint 5000, aminek a 3.7. ábra szerint már állandósult rövidítési tényező felel meg. Ez esetben tehát a félhullámú sugárzók méretezéséhez a rövidhullámú gyakorlat számára elegendő pontosságot biztosítanak az előbbihez hasonló egyszerűsített képletek, például:

$$l=\frac{142{,}2}{f}, \qquad (3.4)$$

(l a dipólushossz m-ben, f a frekvencia MHz-ben), vagy

$$l=\frac{142\,200}{f}, \qquad (3.5)$$

ahol l m-ben és f kHz-ben van megadva.

A (3.4.) és (3.5) képletek egységesen 0,955-es rövidítési tényezőt vesznek figyelembe. A rövidhullámú tartományban szokásos $\lambda/d\approx 5000$ értékhez a 3.7. ábra alapján valójában 0,98-os tényező tartozik. A képlet nyilvánvalóan a gyakorlati tapasztalatok alapján egy pótlólagos rövidítési tényezőt is figyelembe vesz, tekintettel a *végeffektusra*. A rövidhullámú gyakorlatban elterjedten alkalmazott huzalantennákat porcelán szigetelőkre függesztik fel. Ezek a szigetelők és a rögzítést végző huzaldarabok további kapacitív terhelést jelentenek, ami csak további hosszcsökkentéssel kompenzálható.

A rövidhullámú antennákat még további, nehezen áttekinthető kapacitív hatások terhelik: ezarra vezethető vissza, hogy az antennák általában a talajfelszíntől, szomszédos épületektől, egyéb vezetékektől és akadályoktól — többnyire az üzemi hullámhossz töredékét kitevő — kis távolságra helyezkednek el.

Az ultrarövid hullámú antennáknál a végeffektust nem kell figyelembe venni; ezek az antennák általában merev vezetőkből készülnek (pl. alumínium cső), és ezért azokat nem kell a végén szigetelve rögzíteni. Ezeknél a környezeti hatás is elhanyagolható mértékűre csökken, minthogy ebben a tartományban rendszerint nehézség nélkül biztosítható az antennarendszer és a talajfelszín, illetve egy-egy akadályok közötti több hullámhossznyi térköz.

3.1.6. A félhullámú dipólus hatásos hossza (hatásos magasság)

Az elektromágneses erőtér által valamely antennában indukált feszültség nagysága lényegében két tényezőtől függ.

— Az elektromágneses hullám térerősségétől a vevőantenna helyén.

— Az antenna hatásos hosszától, illetve magasságától.

Ha egy vezetéket, pl. félhullámú dipólust elektromágneses erőtérbe helyezünk, akkor feszültség indukálódik benne. Eltekintve a hullámhossztól, az indukált feszültség nő, a vezeték hosszának növelésével.

Mint a 3.2. ábrán láttuk, a rezonanciában levő dipóluson az áram szinuszosan oszlik el: a vezetéknek az a része sugárzik a legjobban, ahol az áram a legnagyobb. Ezért a dipólus hatásos hossza nem azonos a mechanikai hosszal. A félhullámú dipólus L_{eff} hatásos hossza:

$$L_{\text{eff}}=\frac{\lambda}{\pi}, \qquad (3.6)$$

ahol L_{eff} és λ hullámhossz azonos mértékegységben helyettesítendők be. Ha λ hullámhossz helyébe f frekvenciát helyettesítjük, akkor

$$L_{\text{eff}}=\frac{95{,}5}{f}, \qquad (3.7)$$

ahol f a rezonanciafrekvencia MHz-ben.

A vétel helyén mérhető E térerősség és a dipólus L_{eff} hatásos hosszának ismeretében, a dipólusba indukált U feszültség:

$$U=E\cdot L_{\text{eff}}. \qquad (3.8)$$

Ebből következik, hogy

$$U = E\frac{\lambda}{3{,}14} \qquad (3.9)$$

és

$$U = E\frac{95{,}5}{f}, \qquad (3.10)$$

ahol λ m-ben és f MHz-ben helyettesítendők be.

A félhullámú dipólusban indukált feszültséget a vevőkészülékhez kell juttatni. Maximális energiaátvitel akkor érhető el, ha a dipólus talppontellenállása és a vevő bemeneti ellenállása azonos. Ebben az — *illesztett* — esetben a dipólusban indukált feszültségnek fele jut a vevőkészülék bemenetére: a másik felét az antenna elektromágneses rezgések alakjában ismét lesugározza. Minthogy mindkét ellenállás azonos, a teljes feszültség a két ellenálláson egyenletesen oszlik el: így mindegyikre az összfeszültség fele jut.

Az optimálisan illesztett félhullámú dipólus által a vevőkészülék bemenetére juttatott U_{bem} feszültség:

$$U_{bem} = E\frac{\lambda}{2\pi}, \qquad (3.11)$$

ahol U_{bem} a vevőkészülék bemenetén kapott feszültség μV-ban; E a térerősség a vétel helyén μV/m-ben és λ a hullámhossz m-ben.

A képletben az λ hullámhossz f frekvenciával helyettesíthető és ekkor:

$$U_{bem} = E \cdot \frac{47{,}8}{f} \qquad (3.12)$$

(f MHz-ben).

Az antenna hatásos magassága számszerűen megegyezik az antenna hatásos hosszával. Különbség a két fogalom között csak az elnevezésben van: míg *szimmetrikus* antennáknál *hatásos hosszról* beszélünk, az *aszimmetrikus* antennák jellemzésére a *hatásos magasság* szolgál. Az antenna talajfelszín feletti magassága, illetve a tartóoszlop magassága semmiféle összefüggésben sincs az antenna hatásos magasságával.

Az ismertetett képletekből a következő megállapításra juthatunk: adott E térerősség esetén annál nagyobb a rezonanciában levő dipólus (és minden más típusú antenna) által szolgáltatott U feszültség, minél nagyobb az üzemi hullámhossz.

3.2. Az antenna irányhatása és nyeresége

Az olyan antennát, amely az energiát a tér minden irányába egyenletesen sugározza ki, *gömb-* vagy *izotróp sugárzónak* nevezzük. A „gömbsugárzó" elnevezés már utal az irányhatás tökéletesen szimmetrikus, gömb jellegére. A jelenség a fénytanból vett hasonlattal szemléletessé tehető: képzeljünk el egy üveggömböt, amelynek középpontjában pontszerű fényforrás van. Ez a fényforrás a teljes gömbfelszínt egyenletesen világítja meg (belülről), vagyis a felület bármely pontján azonos fényintenzitás (sugárzási sűrűség) mérhető.

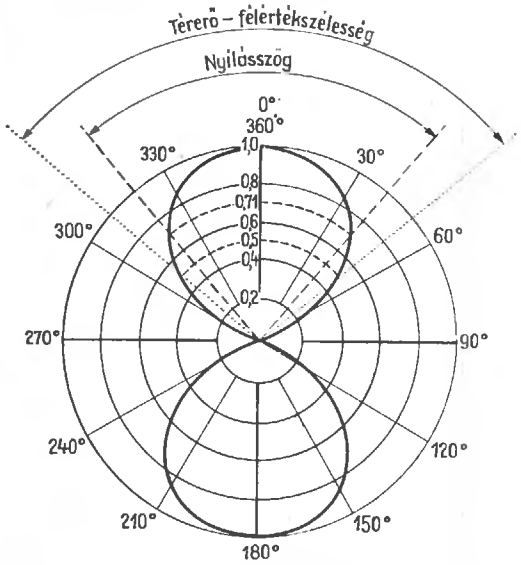
A valóságban ilyen ideális gömbsugárzó nem készíthető, ezért csak elméletben létezik, és tulajdonképpen összehasonlítási alapul szolgál csupán. Ez ugyanakkor azt is jelenti, hogy semmiféle gyakorlatilag kivitelezett antenna nem képes a tér minden irányában egyenletes térerősséget létrehozni. Más szóval: minden antennának van valamilyen irányhatása, amely az antenna *irányjelleggörbéjével* (sugárzási jelleggörbéjével) írható le.

Az antenna irányjelleggörbéje, pontosabban sugárzási jelleggörbéje, csak háromdimenziós (térbeli) módszerrel ábrázolható. Minthogy egyszerű eszközökkel rajzpapír síkján a térerősség térbeli eloszlása nem adható vissza, a gyakorlatban kielégítő pontossággal jellemezhetjük az antenna irányhatását a sugárzási jelleggörbe függőleges és vízszintes metszetével.

Az antenna sugárzási jelleggörbéje és az antennanyereség között közvetlen összefüggés van. Ennek érzékeltetésére ismét térjünk vissza az iménti fénytani hasonlatra. Ha az említett, központosan elhelyezkedő fényforrást reflektorral (pl. parabolatükörrel) látjuk el, az a rendelkezésre álló fényt nyalábolja (irányítja). Ez azt jelenti, hogy a nyalábolás mértékétől függően a gömbfelületnek csupán jól körülhatárolt részét éri a fény. A gömbfelületnek ily módon megvilágított részén azonban sokkal nagyobb fényintenzitás mérhető, mivel a teljes sugárzási energia az előbbi esettel szemben most nem a teljes gömbfelszín megvilágítására fordítódik, hanem a felület egy részére koncentrálódik. A sugárzás intenzitása tehát annál nagyobb, minél erősebb a nyalábolás. Ezért a gömb „megvilágítására" vonatkoztatott sugárzás-intenzitás növekedése a *nyereség*, a sugárzási jelleggörbe egyenes függvénye. Akár a sugárzási jelleggörbe, a nyereség is az adott irányban elért sugárzás-koncentrálás mértékének jellemzésére szolgál.

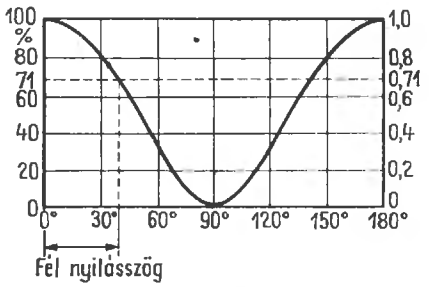
3.2.1. A sugárzási jelleggörbe

Az antennák sugárzási tulajdonságainak jellemzését a sugárzási jelleggörbe adja meg, amely az antenna által létrehozott sugárzás-intenzitás-eloszlást térbeli koordináta-rendszerben ábrázolja. Az egyszerűség kedvéért azonban a *sugárzási jelleggörbét* általában polárkoordináta-rendszerben, illetve annak egy részletében, néha pedig derékszögű koordináta-rendszerben rajzolják meg. A polár-koordináta koncentrikus körökből és közös középpontból kiinduló sugarakból álló hálózat (3.8. ábra). A koncentrikus körökhöz feszültségértékek tartoznak; a középpont a 0 feszültségnek felel meg. A sugarak a szöget, illetve az irányt határozzák meg; a fő sugárzási (vagy vételi) irányt a 0 fokkal jelölt sugár adja meg. Ettől az ábrázolásmódtól a függőleges síkú sugárzási jelleggörbék esetében gyakran eltérnek.



3.8. ábra. Vízszintes félhullámú dipólus normált vízszintes síkbeli sugárzási jelleggörbéje (*E* sík, vízszintes nyílásszög 80°)

A sugárzási jelleggörbe ábrázolása derékszögű koordináta-rendszerben már nem olyan szemléletes (3.9. ábra). Minthogy a sugárzási nyalábok általában szimmetrikusak, ennél az ábrázolásmódnál rendszerint csupán 180°-os tartományt szokás feltüntetni, amikor is a sugárzás maximumát a 0 fokhoz rendelik. A szögfokokat 0 és 180° között a vízszintes rendezőre viszik fel, míg a függőleges rendezőre a százalékokat 0-tól 100-ig, illetve az U/U_{max} feszültségviszonyt. A maximális, tehát a fő sugárzási irányban mért térerősséget 1-nek, illetve 100%-nak vesszük és a 0 fokhoz rendeljük. Ezután 10... 20 fokonként térerősséget mérünk, majd a maximális térerősséggel elosztva a megfelelő szögfokhoz felvisszük. Az egyes mérési pontokat összekötő görbe — a sugárzási jelleggörbe — a vizsgált antennarendszer sugárzási tulajdonságait fogja megadni.



3.9. ábra. Vízszintes félhullámú dipólus normált vízszintes síkbeli sugárzási jelleggörbéje derékszögű koordináta-rendszerben (csak a 180°-os szögtartomány látható)

Aszimmetrikus nyalábbal vagy nyalábokkal rendelkező antennáknál a vízszintes rendezőt 360°-ig hosszabbítjuk meg, és az irányjelleggörbét a teljes kör mentén ábrázoljuk. Vízszintesen polarizált antennák függőleges sugárzási jelleggörbéinek ábrázolásához elegendő a 0...90° közötti tartomány feltüntetése.

A sugárzási jelleggörbe segítségével a vizsgált antenna néhány fontos jellemzője határozható meg. Az antenna fő sugárzási irányába eső nyalábszélességből a *nyílásszög* számítható: e célból a fő sugárzási irányban mérhető maximális térerősséget 1-nek véve, a sugárnyaláb két oldalán megkeressük azokat a pontokat, ahol a térerősség a maximális érték 0,71-szorosára csökken. Ez a 0,71-szoros ($1/\sqrt{2}$) feszültségesés 50%-os teljesítménycsökkenésnek (−3 dB) felel meg. Ezután a két 0,71-szoros térerősséghez tartozó pontokat és a középpontot egy-egy egyenessel kötjük össze (3.8. ábra). Ez a két egyenes a keresett nyílásszög két szára.

A nyílásszöget szokás néha *teljesítmény-félértékszélességnek* is nevezni, minthogy a sugárintenzitás (teljesítmény) a maximum két oldalán itt csökkenne felére (0,71-szoros feszültség =0,5-szeres teljesítmény!). A derékszögű koordináta-rendszernél a nyílásszög fele közvetlenül leolvasható (3.9. ábra).

A sugárzási jelleggörbéket rendszerint függőleges és vízszintes síkban szokás ábrázolni, ezért a

vízszintes és függőleges nyílásszöget külön-külön adják meg.

Néha találkozhatunk a *térerősség-félértékszélesség* kifejezéssel. Ez a főnyaláb azon két pontját jelenti, ahol a térerősség a maximumhoz viszonyítva a felére csökken. Fele térerősség negyed teljesítménynek felel meg, vagyis 6 dB-es csökkenésnek. A 3.8. ábrán a térerősség-félértékszélességet pontozott vonallal jelöltük be.

Az *előre—hátra viszony* és a *hátra-sugárzási csillapítás* a 0°-hoz tartozó maximális térerősség és a 180°-nál mért térerősség viszonyát adja meg. Utóbbi értékét dB-ben szokás megadni (lásd a 3.3. alfejezetet).

Ritkábban használatos fogalom az *előre—oldal viszony*, amely értelemszerűen a 0° és 90°, illetve a 0° és 270°-os irányban mérhető térerősség viszonyát jelenti.

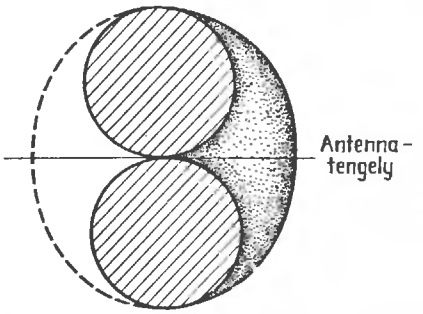
A sugárzási jelleggörbének azokat a pontjait, amelyeknél a térerősség gyakorlatilag 0, *nullahelynek* nevezzük. Jelentősége zavaró adó kiküszöbölésekor lehet; ilyenkor az antennát úgy forgatjuk, hogy a sugárzási jelleggörbének 0 helye a zavaró adó irányába essen, még akkor is, ha ezzel esetleg a hasznos jelfeszültség szempontjából az antenna iránya nem lesz optimális.

A sugárzási jelleggörbék a *főnyaláb* mellett sokszor kifejezett vagy kevésbé kifejezett *melléknyalábokat* vagy csúcsokat tartalmaznak. Ezek általában nem kívánatosak, mivel az antenna irányító hatásának egyértelműségét kedvezőtlenül befolyásolják. A fő sugárzási irányban és a melléknyalábban mérhető térerősségek arányát *melléknyaláb-csillapításnak* nevezzük; értékének megadásakor a mellékhurok és a fő sugárzási irány (0°) közötti szögfokot is fel kell tüntetni.

A sugárzási jelleggörbék általában normáltak, vagyis a fő sugárzási irányban mérhető térerősséget egységnyinek vagy 100%-nak tekintjük, és minden további, az irányszög függvényében mért térerősséget U/U_{max}-ként ábrázoljuk (lásd a 3.8. és 3.9. ábrákat).

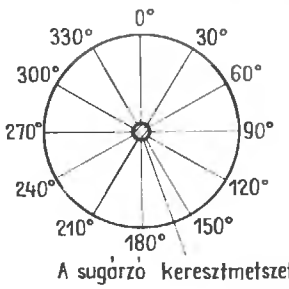
3.2.2. A félhullámú dipólus sugárzási tulajdonságai

A félhullámú dipólus térbeli sugárzási jelleggörbéje egy gyűrűszerű forgási test, amelynek tengelye maga az antenna (3.10. ábra). Az ábrázolt esetben az antenna tengelye vízszintes, ezért a dipólus vízszintesen polarizált. A jelleggörbe érzékeltetése céljából a 3.10. ábrabeli körgyűrűt a sugárzó síkjában függőlegesen elmetszettük: a vonalkázott metszési felület a 3.8. ábrából már ismert vízszintes jelleggörbe. Jól látható, hogy a félhullámú dipólus fő sugárzási iránya zavartalan erőtérben mindig merőleges az antennára. Ez a megállapítás akkor is helytálló, ha a sugárzási jelleggörbét más síkban vizsgáljuk: ha pl. a körgyűrűt az antenna keresztmetszetére merőleges irányból tekintjük,



3.10. ábra. Vízszintes félhullámú dipólus sugárzási jelleggörbéjének térbeli ábrázolása (a körgyűrű függőleges síkban elmetszve)

és radiális irányban metsszük. Az így kapott jelleggörbe szabályos kör lesz, középpontjában az antenna metszete (3.11. ábra). Ez a metszet a térben szabadon felfüggesztett vízszintes dipólus függőleges jelleggörbéje. Ha a dipólust függőlegesen polarizáljuk, a 3.11. ábra jelentené a függőleges dipólus vízszintes jelleggörbéjét, míg a 3.10. ábrabeli kettős görbe a függőleges jelleggörbét.



3.11. ábra. Vízszintes félhullámú dipólus függőleges síkbeli sugárzási jelleggörbéje (*H* sík, függőleges nyílásszög 360°)

A fent ismertetett, kissé bonyolultnak tűnő meghatározások egyszerűsítése céljából az *E síkbeli* és *H síkbeli* jelleggörbe elnevezést szokták alkalmazni: az *E* sík az *elektromos térerővel* párhuzamos sík, míg a *H* sík a *mágneses erőtérrel* párhuzamos. Mivel a lineárisan polarizált antennáknál az antenna hossztengelye az *E* elektromos erőtér irá-

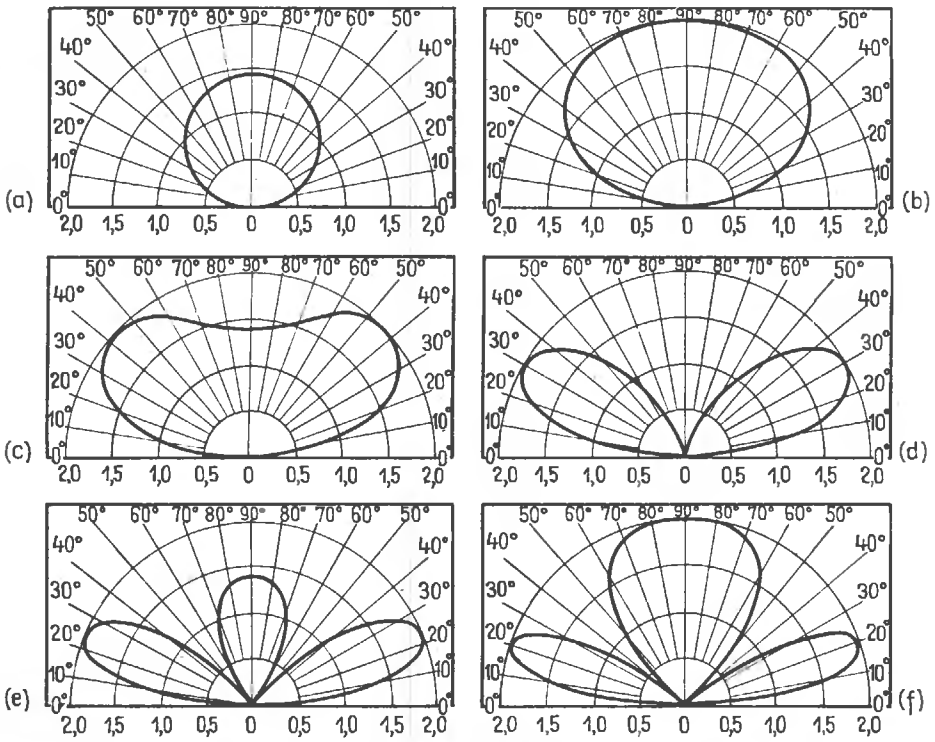
nyában van, a 3.8. ábrához hasonló jelleggörbe mindig *E* síkbeli jelleggörbe lesz, függetlenül attól, hogy a dipólus vízszintes, függőleges vagy ferde síkban van polarizálva. Ugyanígy a 3.11. ábra értelemszerűen *H* síkbeli jelleggörbe lesz, mint hogy a *H* a mágneses erőtér síkjára vonatkozik.

3.2.2.1. A környezet hatása a vízszintes antennák jelleggörbéjére

Eddigi fejtegetéseink során hallgatólagosan feltételeztük, hogy az antenna a térben szabadon vagy legalábbis nagy magasságban a talajfelszín felett és nagyon távol minden egyéb objektumtól van felfüggesztve. A „nagyon magas" és „nagyon távol" relatív fogalmak: ugyanis csupán az üzemi hullámhosszal kapcsolatosan értelmezhetők. Így pl. egy 10 m magas tartóoszlopra szerelt és a 2 m-es amatőrsávban dolgozó antenna gyakorlatilag már „nagyon magas"-an van a Föld felett: 5 hullámhossznyira. Ha egy 40 m-es sugárzót akarnánk 5 hullámhossznyi magasságban felépíteni, ez 200 m lenne, míg a 10 m-es magasság csupán $^1/_4$ hullámhosszt jelentene. Fentiekből nyilvánvaló, hogy rövidhullámú antennák — legalábbis amatőr viszonylatban — aligha szerelhetők olyan magasságban és egyéb tárgyaktól olyan távolságra, hogy a környezet hatása elhanyagolható lenne.

A talajfelszín közelében telepített antenna tulajdonságai a felszín-reflexió következtében megváltoznak: így elsősorban a sugárzási ellenállás, a rövidítési tényező és a jelleggörbe.

A jellemzők változásának mértéke a hullámhosszra vonatkoztatott, telepítési magasságtól, az antenna tengelye és a talajfelszín által bezárt szögtől, továbbá a talaj elektromos tulajdonságaitól (vezetőképességétől) függ. A gyakorlat szempontjából a legjelentősebb a talajfelszín hatása a vízszintes sugárzó jelleggörbéjére. A vízszintesen polarizált félhullámú dipólus függőleges jelleggörbéjét vizsgálva — amely szabad térben szigorúan körkörös (lásd a 3.11. ábrát) — nyilvánvaló, hogy a sugárzó és a talajfelszín közötti távolság csök-



3.12. ábra. Vízszintes félhullámú dipólus függőleges sugárzási irányjelleggörbéjének változása az ideális talajfelszín feletti magasság függvényében:

(a) talajfelszín feletti magasság $^1/_8\lambda$; (d) talajfelszín feletti magasság $^1/_2\lambda$;
(b) talajfelszín feletti magasság $^1/_4\lambda$; (e) talajfelszín feletti magasság $^5/_8\lambda$;
(c) talajfelszín feletti magasság $^3/_8\lambda$; (f) talajfelszín feletti magasság $^3/_4\lambda$;

kenésekor, a 90°-tól 270°-ig kisugárzott energia mind nagyobb hányada éri a talajfelszínt közvetlenül az antenna környezetében. A hullámok visszaverődve — az antenna magasságától (futási idő) és a talaj szerkezetétől függően — bizonyos függőleges szögekben úgy kombinálódnak a közvetlen hullámokkal, hogy a közvetlen és visszavert hullámok azonos fázisban vannak, más szögekben pedig ellenkező fázisban. Ha a talajon bekövetkező reflexió 100%-os (ideális eset), akkor az azonos fázisban levő közvetlen és visszavert hullámok összegeződnek, míg az ellentétes fázisban levők teljesen kioltják egymást (0-helyek).

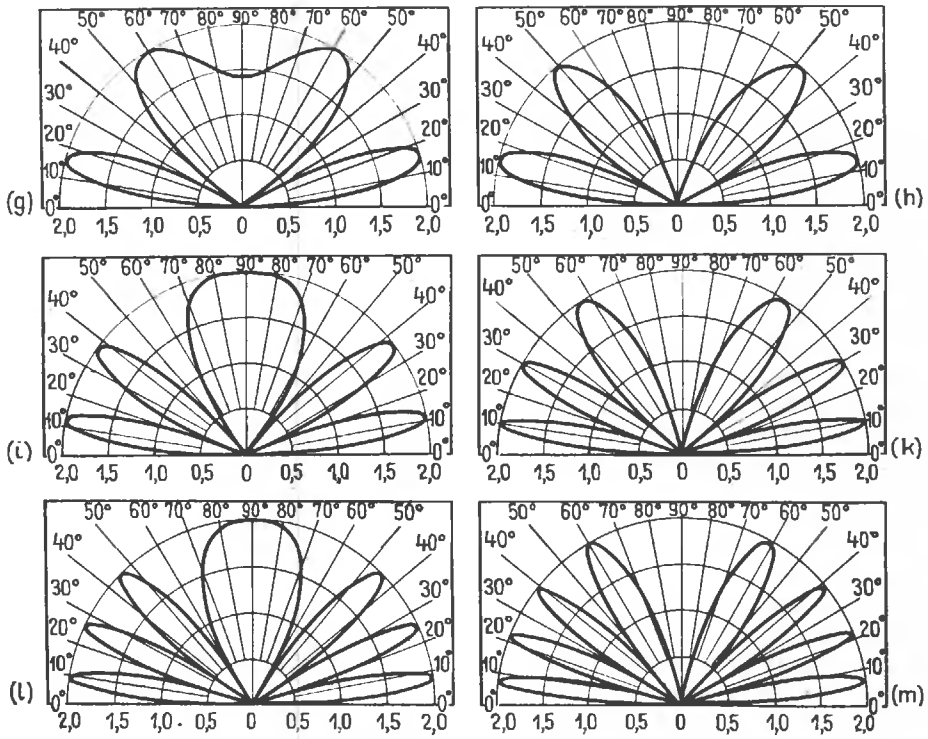
A két szélső eset között a fázishelyzettől függően a direkt és reflektált hullámok mindenféle közbenső különbség-értékeket hozhatnak létre.

A 3.12. ábrasorozat azt szemlélteti, hogy az ideális talaj feletti üzemi hullámhosszra vonatkoztatott telepítési magasság hogyan befolyásolja a vízszintes félhullámú dipólus függőleges sugárzási jelleggörbéjét. A polár-koordinátára felvitt multiplikációs faktor mindig akkor éri el az elméletileg elérhető maximális 2-es értéket, amikor a közvetlen és a visszavert hullám azonos fázisban és azonos irányban van.

A talajreflexió következtében a függőleges jelleggörbében több, a talajfelszínnel kisebb-nagyobb szöget bezáró melléknyaláb alakul ki. A főnyaláb és a talajszint által bezárt szöget az antennára jellemző *emelkedési szögnek* vagy *sugárzási szögnek* nevezik.

Így pl. a 3.12.(d) ábra szerint, az ideális talajfelszín felett $^1/_2\ \lambda$ magasságban telepített félhullámú dipólus sugárzási szöge 30° (multiplikációs faktor 2,0); a 10°-hoz és az 55°-hoz tartozó multiplikációs faktor már csak 1,0.

Valamely antenna függőleges sugárzási szögének jelentősége elsősorban a nagy távolságú (DX) összeköttetések kapcsán mérhető le. Mint arra már a 2. fejezetben, a térhullámok terjedését tárgyalva rámutattunk, a rövidhullámok nagy távolságok áthidalására azért alkalmasak, mert az ionoszférától visszaverődnek. Növekvő frekvencia esetén a sugárzásnak mind laposabb szögben el kell érnie



(g) talajfelszín feletti magasság $^7/_8\ \lambda$;
(h) talajfelszín feletti magasság 1 λ;
(j) talajfelszín feletti magasság $1\ ^1/_4\ \lambda$;
(k) talajfelszín feletti magasság $1\ ^1/_2\ \lambda$;
(l) talajfelszín feletti magasság $1\ ^3/_4\ \lambda$;
(m) talajfelszín feletti magasság 2 λ

az ionizált réteget ahhoz, hogy még visszaverődjön. Az optimális sugárzási szög az egyes amatőrsávokban hozzávetőleg az alábbiak szerint alakul:

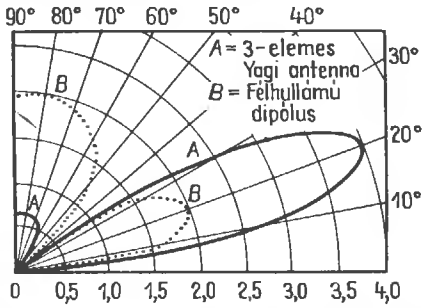
40 m-es sávban 12°...40°;
20 m-es sávban 10°...25°;
15 m-es sávban 7°...20°;
10 m-es sávban 5°...14°.

Ebből következik, hogy a 40°-nál nagyobb, illetve 5°-nál kisebb szögben kisugárzott energia távolsági összeköttetésekhez nem használható. Az 5°-nál kisebb szögben, vagyis a talajszinttel gyakorlatilag érintőlegesen lesugárzott energia legnagyobb része abszorbeálódik. A fent feltüntetett sugárzási szögintervallum (és nem egyetlen optimális szög) azzal magyarázható, hogy az ionoszféra folytonosan ingadozó állapotban van; a mindenkori állapotnak megfelelően változik az optimális irányba eső szög is.

Összefoglalóban megállapítható, hogy minél magasabban telepítjük az antennát, annál jobb eredmény várható, de a 10, 15 és 20 m-es amatőrsávban már 12 m-es magasságnál is jó DX összeköttetésekkel számolhatunk, míg 40 m-es antennát nem célszerű 15 m-nél alacsonyabban építeni.

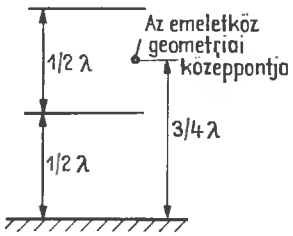
Az említett magassági adatok zavartalan antennakörnyezet esetében érvényesek. Közeli reflexióképes tárgyak a hatásos antennamagasságot csökkentik, és a sugárzási jelleggörbe nehezen áttekinthető deformációját okozhatják. Vízszintesen polarizált antennák különösen érzékenyen reagálnak mindenféle légvezetékre, fémereszekre, vízszintes villámhárító-levezetésekre stb. Az említett tárgyak hatása csak akkor hanyagolható el, ha geometriai méreteik lényegesen kisebbek, mint az antenna üzemi hullámhosszának a fele. Így pl. a szokásos méretű tv- és URH-antennák semmiféle hátrányos hatást sem gyakorolnak a környezetükre telepített rövidhullámú antennák sugárzási tulajdonságaira. Függőleges antennák sugárzását főleg nagy méretű függőleges tárgyak zavarhatják, mint pl. mindenféle fémes oszlopok stb.

Fontos körülmény az, hogy a talaj feletti azonos relatív magasságban telepített valamennyi vízszintes polarizált antenna függőleges sugárzási szöge megegyezik a félhullámú dipoluséval. Ez azt jelenti, hogy pl. egy az ideális talajszint felett $^3/_4\,\lambda$ magasságban telepített háromelemes *Yagi-antenna* sugárzási szöge, a félhullámú dipólushoz hasonlóan, 20° és 60° között van. A különbség csupán a sugárzási nyaláb relatív intenzitásában, a multiplikációs faktorban van (3.13. ábra). A Yagi-antenna irányító hatása következtében a 20°-os szögben kisugárzott energia a 60°-nál nagyobb szögben kisugárzott energia rovására jelentősen megnövekedett. A kis sugárzású szögtartományban jelentkező sugárzáskoncentráció különösen kedvez a nagytávolságú összeköttetéseknek.



3.13. ábra. A vízszintes háromelemes Yagi-antenna (*A*) és a vízszintes félhullámú dipólus (*B*) függőleges síkbeli jelleggörbéje $^3/_4\lambda$ talajfelszín feletti magasság esetén

A függőlegesen egymás fölé telepített, ún. emeletes vízszintesen polarizált antennarendszerek ebben a vonatkozásban hasonlóan viselkednek; ezeknél a környezeti hatás szempontjából számításba jövő telepítési magasság az egyes emeletek talajszint feletti közepes átlagos magassága.



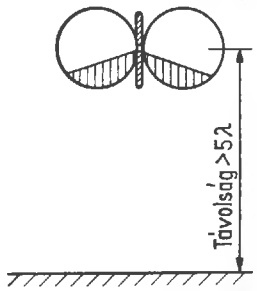
3.14. ábra. Ideális talajfelszín feletti hatásos telepítési magasság meghatározása kétemeletes, vízszintes antennarendszernél

Példa. A 3.14. ábrán vázolt kétemeletes, vízszintes antennarendszer alsó síkja $\lambda/2$ magasságban van a talajszint felett. Az emeletek közötti térköz ugyancsak $\lambda/2$; ebből a hatásos telepítési magasság $^3/_4\lambda$.

3.2.2.2. A környezet hatása a függőleges antennák jelleggörbéjére

Az amatőr gyakorlatban függőlegesen polarizált antennákkal — az ún. Ground-Plane kivételével (lásd a 19.4.1. pontot) — ritkán találkozunk. Függőlegesen polarizált antenna *E* síkbeli jelleggörbéje (amely ez esetben tehát a függőleges sugár-

zási jelleggörbe) a talajreflexió következtében deformálódik. A 3.15. ábrán egy olyan függőleges dipólus függőleges sugárzási jelleggörbéje látható, amely a talajszint felett nagy magasságban van. A nyaláb alsó, vonalkázott része azt a hozzávetőleges szögtartományt jelképezi, amely irányban kilépő sugárzás — az antenna magasságának csökkentésekor — a talajfelszínen reflektálódik. Mint a 3.2.2.1. alpontban kimutattuk, a sugárzórendszer



3.15. ábra. A talajfelszín felett igen nagy magasságban levő függőleges félhullámú dipólus függőleges síkbeli jelleggörbéje

geometriai *középpontjának* talajszint feletti, hullámhosszban kifejezett magasságának függvényében a visszavert és közvetlen hullámok vektoriálisan összegeződnek. A 3.16. ábrán az összegeződés eredménye látható, különböző magasságban levő függőleges dipólus esetében, amikor is a leglaposabb sugárzási szög 0°. Ez azt jelenthetné, hogy a főnyaláb nagyon laposan, szinte érintőlegesen halad a talajszint felett. Ez az ionoszféra-hullámterjedés szempontjából rendkívül előnyös lapos sugárzás sajnos csak korlátozottan érvényesül, minthogy az 5°-nál kisebb szögtartományban kilépő energia legnagyobb része a talajszint-abszorpció következtében elvész. Az ábrán szaggatott vonallal jelöltük ezt a talajmenti veszteséget.

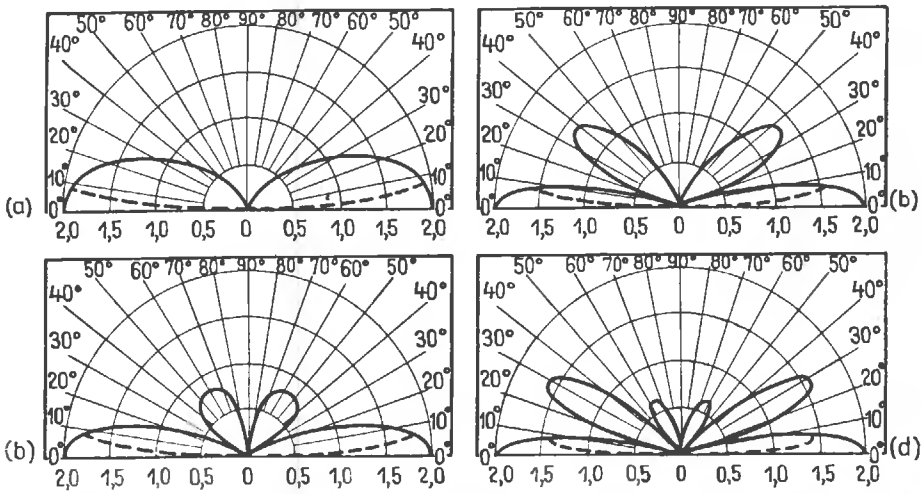
3.2.3. Az antennanyereség

Az *antennanyereség* egy összehasonlítási érték, viszonyszám a vizsgált és vonatkozási antenna között, feltételezve, hogy mindkét antenna ugyanazon elektromágneses erőtérben van, és a maximálisan elérhető teljesítményirányban áll. Az antennanyereség mértékét mutató szám általában a főnyaláb irányára vonatkozik.

Az antennanyereség egyszerű és logaritmikus viszonyszám formájában adható meg, azonban a vonatkozási antenna adatait és az alkalmazott nyereségdimenziót fel kell tüntetni.

3.2.3.1. A nyereség meghatározása

Az antenna*nyereség* teljesítményviszonyként adható meg. A teljesítménynyereség azt a teljesítménynövekményt adja meg, amellyel egy irányhatású antenna a vonatkozási antennával szemben



3.16. ábra. Függőleges félhullámú dipólus függőleges síkbeli sugárzási jelleggörbéje a telepítési magasság (a sugárzó geometriai középpontja és a talajfelszín közötti távolság) függvényében ideális talaj esetén:
(a) telepítési magasság $^1/_4\lambda$; (b) telepítési magasság $^3/_4\lambda$; (c) telepítési magasság $^1/_2\lambda$; (d) telepítési magasság 1λ

ad. Ha P_1 az antenna által a fogyasztó (vevőkészülék) felé leadott teljesítmény és P_2 az ugyanazon elektromágneses térben helyet foglaló optimálisan illesztett vonatkozási antenna szolgáltatta teljesítmény, a G teljesítménynyereség értéke az alábbiak szerint számítható:

$$G = \frac{P_1}{P_2}. \qquad (3.13)$$

A számszerű összehasonlításokhoz a teljesítménynyereséget célszerű logaritmikus viszonyként decibelben (dB) kifejezni. Ez a teljesítményviszony 10-es alapú logaritmusának tízszeres értéke:

$$G = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}, \quad \text{dB}. \qquad (3.14)$$

A $P = U^2/R$ összefüggésből kitűnik, hogy a nyereség feszültségviszonyként is megadható, ha mindkét sugárzó terhelőellenállása azonos. A nyereség ekkor az alábbi összefüggésből számítható:

$$G = \left(\frac{U_1}{U_2}\right)^2, \qquad (3.15)$$

a logaritmikus viszonyszám pedig:

$$G = 20 \lg \frac{U_1}{U_2}, \quad \text{dB}. \qquad (3.16)$$

A decibelben való számolás előnye, hogy a decibel-értékek egyszerűen összegezhetők, illetve kivonhatók: így pl. ha egy 12 dB nyereségű antennát 7 dB csillapítású tápvonalon át csatlakoztatjuk a vevőkészülékhez, az eredő nyereség 12 dB − 7 dB = 5 dB.

A feszültség—áram—teljesítmény viszonyt néha neperben (Np) is szokás megadni (főleg tápvonalakkal kapcsolatban). A decibel és neper közötti összefüggés:

1 neper = 8,686 decibel;
1 decibel = 0,116 neper.

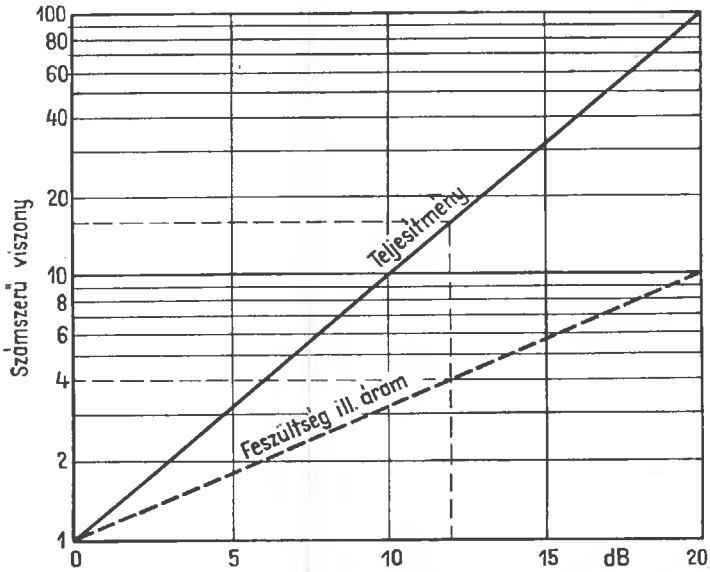
A 3.17. ábra alapján meghatározható a decibelben kifejezett nyereség a feszültség, áram vagy teljesítményviszony ismeretében.

Példa. Egy egyszerű dipólus 50 μV feszültséget ad a vevőkészülék bemenetére. Ha a bemeneti feszültséget pl. 200 μV-ra akarjuk növelni, a dipólus helyett olyan nagyobb teljesítményű irányhatású antennát kell használni, amelynek — a dipólusra vonatkoztatva — négyszeres feszültségnyeresége van; ekkor

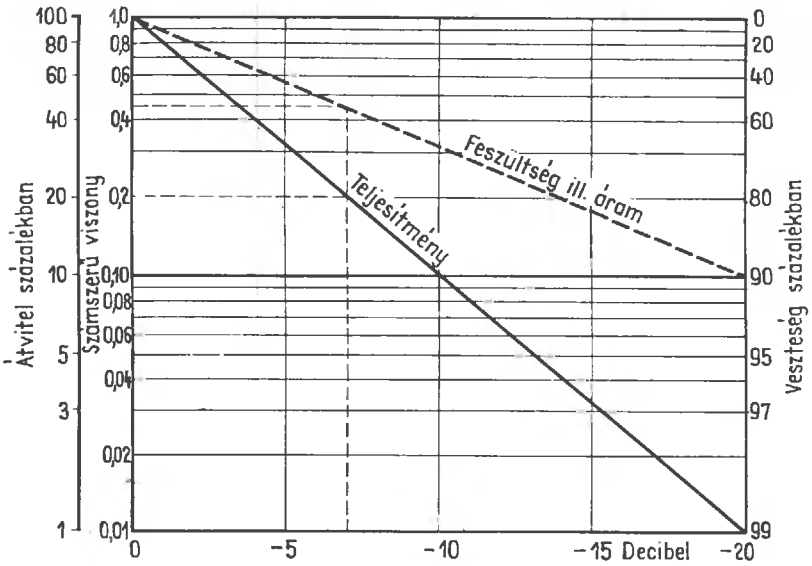
$$G = 20 \lg \frac{200}{50} = \text{dB}.$$

A 3.17. ábra segítségével ugyanezt az eredményt kapjuk a szaggatott vonal szerint. Az ábráról az is látható, hogy az adott feszültségnyereséghez 16-szoros teljesítménynyereség tartozik.

Minthogy az antennatechnikában különféle veszteségek következtében csillapítással is számolnunk kell, a 3.18. ábrán megadjuk a feszültség—áram—teljesítmény viszony összefüggését a decibelben kifejezett csillapítással.



3.17. ábra. Az áram—feszültség—teljesítmény viszony és a decibelben kifejezett nyereség közötti összefüggés



3.18. ábra. Az áram—feszültség—teljesítmény viszony és a decibelben kifejezett csillapítás közötti összefüggés

Példa. Egy a harmadik sávban működő tv-antennát 100 m-es koaxiális kábelen csatlakoztatjuk a készülékhez. Az adatlap szerint a kábelveszteség 7 dB. A 3.18. ábrán az eredmény közvetlenül leolvasható: a vevőhöz az antenna által szolgáltatott feszültség 0,45-ad része (kb. 45%-a) jut, vagyis az antennateljesítmény 0,2-szerese (20%-a) (az ábrán szaggatott vonallal jelölve).

3.2.3.2. Vonatkozási antennák

Tudományos pontosságú mérések vonatkozási alapja a már ismertetett gömb- vagy izotróp sugárzó, amely a tér minden irányában azonos intenzitású sugárzást bocsát ki, vagyis szabályos gömb alakú sugárzási jelleggörbéje van. Vonatkozási antennaként ritkábban használják az ún. *elemi dipólust*, amelyet *Hertz-dipólusnak* vagy *rövid dipólusnak* is neveznek, és amelynek elektromos hossza nagyobb, mint $\lambda/8$. Összehasonlítási alapul a mágneses térerősség síkjának megfelelő H síkbeli kör alakú jelleggörbéjét használják. Ezért szokás az elemi dipólust mágneses dipólusnak is nevezni. Minthogy az elemi dipólus jelleggörbéje nem szabályos gömb, és így bizonyos fokú irányhatása van, az izotróp sugárzóra vonatkoztatott nyeresége 1,76 dB.

A leggyakrabban használt vonatkozási antenna a már ismert félhullámú dipólus, amelyet ezért *normált dipólusnak* is szokás nevezni. Egyik legfontosabb előnye, hogy könnyen készíthető el, és a fogyasztóhoz (vevő), illetve generátorhoz (adó) nehézség nélkül illeszthető. Izotróp sugárzóra vonatkoztatott nyeresége 2,15 dB.

A fentiekből kitűnik, hogy egy antenna nyereségének megadásakor mennyire fontos a vonatkozási antennát is feltüntetni. Így pl. a vonatkozási antenna feltüntetése nélkül megadott nagy nyereségértékek általában a gömbsugárzóra vonatkoznak. Minthogy azonban a gyakorlatban a nyereséget a normált dipólushoz szokás hasonlítani, hiányzó adatok esetében 2,15 dB-ig terjedő pontatlanságok is felléphetnek.

3.2.3.3. A nyereség és a sugárzási jelleggörbe közötti összefüggés

Egy képzeletbeli gömb középpontjában elhelyezett izotróp sugárzó a teljes gömbfelületet egyenletesen „világítaná" meg, vagyis a gömbfelület bármely pontján azonos S_k sugárzássűrűséget mérhetnénk. Ha a gömbsugárzó helyére irányhatású antennát helyezünk, ez azonos betáplált teljesítmény mellett a gömbfelületnek csupán a sugárzási jelleggörbétől függő hányadát világítaná meg. Minthogy a rendelkezésre álló teljesítmény most kisebb felületre koncentrálódik, itt nagyobb sugárzás-intenzitást (S_{max}) kapunk. Az $\frac{S_{max}}{S_k}$ viszony az irányhatású antennának a gömbsugárzóra vo-

natkoztatott G_k nyereségét fejezi ki. Ez az S_k sugárzássűrűség a lesugárzott teljesítmény P_s és a gömb felületének hányadosa

$$S_k = \frac{P_s}{4\pi r^2}. \qquad (3.17)$$

Az irányhatású antenna által létrehozott sugárzássűrűség már nem számítható ilyen egyszerűen: az általa megvilágított felület — ha valamilyen módon láthatóvá tehetnénk — nem egy élesen körülhatárolt fényfolt lesz, hanem egy olyan fényfolt, amelynek szélei fokozatosan mennek át az árnyékos részekbe. Ezért a megvilágított felületet megegyezésszerűen az irányhatású antenna függőleges és vízszintes nyílásszögével határoljuk be. Mint a 3.2.1. pontban láttuk, a nyílásszög a sugárzási jelleggörbének azt a tartományát foglalja magában, amelynek szélein a teljesítmény a sugárzási maximumhoz viszonyítva felére (−3 dB-re) csökken.

A legtöbb antennánál a megvilágított felület egy olyan ellipszis, amelynek nagy és kis tengelyét az α_E E síkbeli, illetve α_H H síkbeli nyílásszög határozza meg.

Mivel az irányhatású antenna által „megvilágítottnak" feltételezett felületre a teljes rendelkezésre álló teljesítmény nem jut el, ezért a megvilágított felületek vagy a gömbsugárzóra vonatkoztatott sugárzási sűrűségek egyszerű összehasonlítása a várható nyereség vonatkozásában nem ad reális eredményeket. Bizonyos egyszerűsítő feltételezésen alapuló összefüggések ennek ellenére a gyakorlat számára elegendő pontosságú eredményeket szolgáltatnak; az irányító hatású antenna E és H síkbeli nyílásszögeinek ismeretében a G_k (az izotróp sugárzóra vonatkoztatott) teljesítménynyeresége:

$$G_k = \frac{44\,300}{\alpha_E \cdot \alpha_H}, \qquad (3.18)$$

ahol α_E az E síkbeli nyílásszög és α_H a H síkbeli nyílásszög.

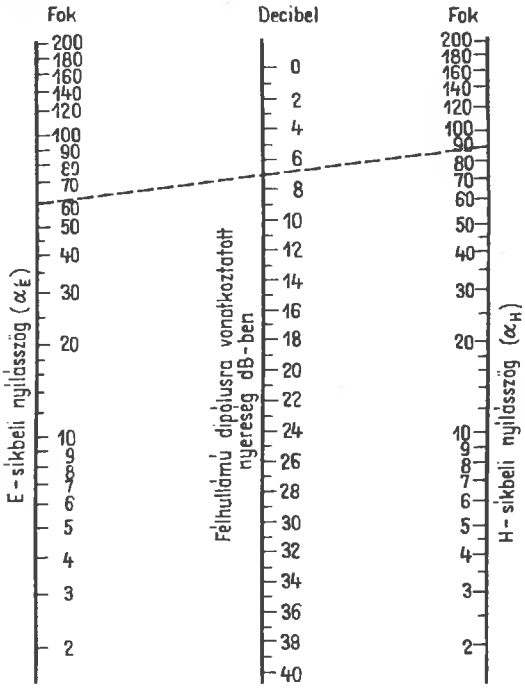
Ha a nyereséget az elterjedt módon a félhullámú dipólusra vonatkoztatjuk, akkor

$$G_{\lambda/2} = \frac{27\,000}{\alpha_E \cdot \alpha_H} \qquad (3.19)$$

vagy decibelben

$$G_{\lambda/2} = 10 \lg \frac{27\,000}{\alpha_E \cdot \alpha_H}. \qquad (3.20)$$

A 3.19. ábrán a fenti közelítő összefüggések alapján szerkesztett nomogram látható, amelynek segítségével a nyílásszögek ismeretében a nyereség közvetlenül leolvasható. Ha csupán az egyik nyílásszöget és a nyereséget ismerjük, akkor az ismeretlen nyílásszög a nomogram segítségével szintén meghatározható.



3.19. ábra. Nomogram az irányhatású antennák nyereségének meghatározására a félhullámú dipólusra vonatkoztatva, ha az E síkbeli és H síkbeli nyílásszög ismert. A szaggatott vonallal bejelölt példánál: $\alpha_E = 60°$ és $\alpha_H = 90°$, nyereség $G = 7$ dB

A képlet és a nomogram a veszteségeket nem veszi figyelembe; ezek az antenna szerkezeti anyagának véges vezetőképessége, a dielektromos veszteség és a helytelen illesztés következtében jönnek létre; továbbá a képlet csak akkor használható, ha a sugárzási jelleggörbében a hátrafelé csillapítás és az oldalirányú csillapítás legalább 10 dB.

Valamely antenna irányító tulajdonsága az *abszorpciós* vagy *hatásos felülettel* is jellemezhető. Ez a sugárzási irányra merőleges képzeletbeli felület, amelyen át ugyanakkora teljesítmény áramlik, mint amekkorát optimális illesztés esetén az antenna venne fel az erőtérből; vagyis az antennának ezt a hatásos tartományát jelképezi, amelyből energiáját meríti. Ez a hatásos felület nem egyezik meg az antenna geometriai méreteivel: az antenna jellegétől függően kisebb vagy nagyobb lehet annál.

A hatásos és geometriai felület viszonyát az antenna *felülethasznosítási tényezőjének* nevezik.

Az antenna A hatásos felülete és G nyeresége az alábbi képlet segítségével hozható egymással összefüggésbe:

$$A = \frac{\lambda^2 \cdot G_k}{4\pi}, \qquad (3.21)$$

továbbá

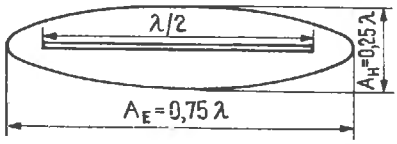
$$G_k = \frac{4\pi A}{\lambda^2}, \qquad (3.22)$$

ahol G_k az izotróp gömbsugárzóra vonatkoztatott nyereség.

Egy félhullámú dipólus λ^2 egységeiben kifejezett hatásos felülete:

$$A = \frac{1{,}64}{4\pi} = \frac{1{,}64}{12{,}566} = 0{,}1305\lambda^2. \qquad (3.23)$$

Mivel a félhullámú dipólusnak a gömbsugárzóra vonatkoztatott nyeresége 1,64-szoros (lásd a 3.2.3.2. alpontot), ezért G_k helyébe ez az érték helyettesítendő. A félhullámú dipólus hatásos felülete olyan ellipszis, amelynek nagy tengelye $0{,}75\lambda$ és kis tengelye $0{,}25\,\lambda$ (3.20. ábra).



3.20. ábra. A félhullámú dipólus hatásos felülete

Minthogy a nyereséget a gyakorlatban a félhullámú dipólusra szokták vonatkoztatni, egyszerűbb a hatásos felületet a nyereségek viszonya alapján számítani. Mint láttuk, a félhullámú dipólus hatásos felülete hozzávetőleg $0{,}13\lambda^2$. Ezért a gyakorlat szempontjából kielégítő biztonsággal határozhatjuk meg valamely antenna hatásos felületét, ha a félhullámú dipólusra vonatkoztatott nyereségét 0,13-dal szorozzuk:

$$A = 0{,}13 \cdot G. \qquad (3.24)$$

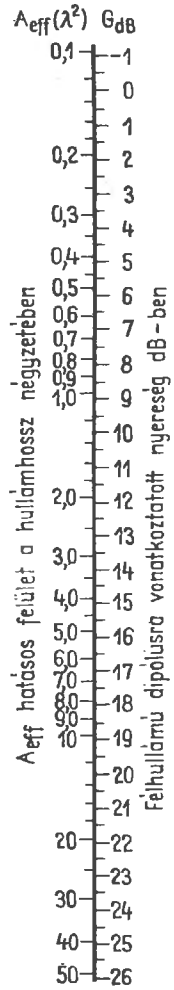
Az A felületet λ^2 egységekben kapjuk meg.

Példa. Egy antenna nyeresége 7 dB, vagyis a teljesítményviszony kereken 5. A nyereség a félhullámú dipólusra vonatkozik. Így a hatásos felület:

$$A = 5 \cdot 0{,}13 = 0{,}65\lambda^2.$$

A 3.21. ábrán látható nomogram segítségével ismert — félhullámú dipólusra vonatkoztatott — G dB nyereségből a hatásos felület egyszerűen és gyorsan határozható meg.

A hatásos felület ismerete az irányhatású antennák csoportosításakor egymás mellé vagy egymás fölé, a csoportantennák méretezésekor fontos. Az egyes antennák hatásos felületei nem fedhetik át



3.21. ábra. Tetszőleges kivitelű antenna A hatásos felülete és a félhullámú dipólusra vonatkoztatott, decibelben kifejezett nyereség közötti összefüggés

egymást, különben az elméletileg várható nyereség nem érhető el. Ezért az antennák közötti távolságok úgy választandók meg, hogy a hatásos felületek éppen érintsék egymást (3.22. ábra). Így pl. két, egymás fölé helyezett vízszintes Yagi-antenna közötti függőleges távolságnak legalább akkorának kell lennie, mint a H síkbeli hatásos felület magasságának.

Az ellipszis és kör alakú hatásos felületek λ-ban kifejezett H síkbeli A_H magassága és E síkbeli A_E szélessége az alábbi összefüggésekkel számíthatók:

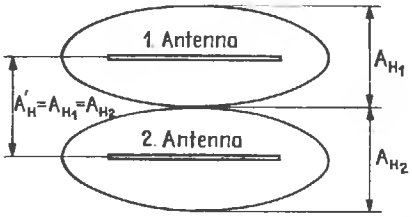
$$A_H = 2\sqrt{\frac{A \cdot \alpha_H}{\pi \cdot \alpha_E}} \qquad (3.25)$$

és

$$A_E = 2\sqrt{\frac{A \cdot \alpha_E}{\pi \cdot \alpha_H}}. \qquad (3.26)$$

Példa. Egy Yagi-antenna nyílásszöge $\alpha_E = 58°$ és $\alpha_H = 83°$; mekkora az emeletköz két függőlegesen egymás fölé telepített vízszintesen polarizált antenna esetében?

A 3.19. ábra alapján $\alpha_E = 58°$ és $\alpha_H = 83°$-nál a félhullámú dipólussal szemben 7,7 dB nyereség várható; a 3.21. ábra alapján ennek $0{,}8\lambda^2$ hatásos felület felel meg.



3.22. ábra. Két antenna közötti optimális térköz a hatásos felületeik által meghatározva

A hatásos felület magassága az egyes antennáknál:

$$A_H = 2\sqrt{\frac{0{,}8 \cdot 83}{3{,}14 \cdot 58}} \approx 1{,}2\lambda,$$

vagyis az optimális nyereséget biztosító emeletköz $1{,}2\lambda$.

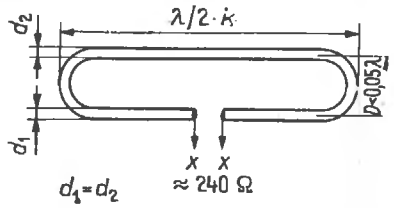
4.

Dipólus-antennák

A dipólus-antennák jellemző tulajdonságai, így elsősorban a talpponti ellenállás és a sávszélesség, megfelelő méretezéssel és konstrukciós kialakítással messzemenően befolyásolhatók. A kedvező elektromos tulajdonságok elérése mellett, előnyös lehet a konstrukciós megoldás mechanikus rögzítés, villámvédelem stb. szempontjából is, mint pl. a hurok-dipólus esetében. Az ilyen különleges kivitelű dipólus-antennákat mechanikai okokból elsősorban az ultrarövid és deciméteres hullámú tartományban használják.

4.1. A hurok-dipólus

Ha két, egymástól viszonylag kis D távolságban ($D < 0{,}05\,\lambda$) levő félhullámú vezetőt párhuzamosan összekötünk, *hurok-dipólushoz* vagy más néven



4.1. ábra. A hurok-dipólus

hajlított dipólushoz jutunk (4.1. ábra). A hurok-dipólus sugárzási jelleggörbéje lényegében megfelel a félhullámú dipólusénak (3.10. ábra). A félhullámú dipólustól elsősorban a nagyobb talpponti ellenállása, továbbá valamivel nagyobb relatív sávszélessége különbözteti meg. A vezetők k rövidítési tényezője a 3.7. ábra segítségével határozható meg.

A félhullámú dipólus sugárzási ellenállását a (3.1) összefüggés alapján számoltuk. Ha a félhullámú dipólust egy második, azonos méretű párhuzamos elem segítségével hurok-dipólussá alakítjuk át, az antennaáram a két ágban megoszlik: azonos P_s sugárzási teljesítménynél a hurok-dipólus I antennaárama a betáplálási pontban csupán fele akkora lesz, mint a félhullámú dipólus esetében. A hurok-dipólus R_s sugárzási ellenállásának kiszámításához a (3.1) összefüggést az alábbiak szerint kell módosítani:

$$R_s'' = \frac{P_s}{\left(\frac{I}{2}\right)^2}. \qquad (4.1)$$

Míg a félhullámú dipólus a P_s megoldása:

$$P_s = R_s \cdot I^2,$$

a hurok-dipólus esetében:

$$P_s = R_s'' \left(\frac{I}{2}\right)^2.$$

Minthogy a feltételezésünk szerint a kisugárzott teljesítmény mindkét esetben azonos, felírhatjuk, hogy

$$R_s \cdot I^2 = R_s'' \left(\frac{I}{2}\right)^2,$$

vagyis

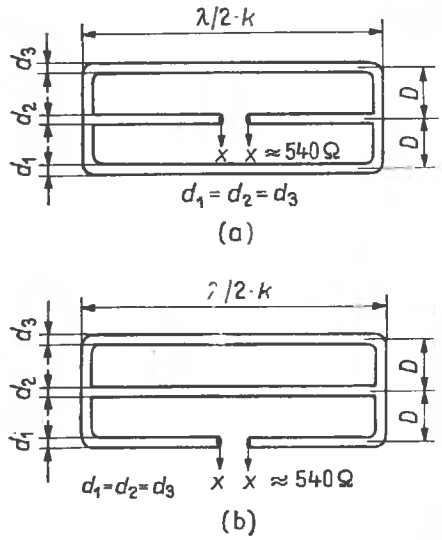
$$R_s \cdot I^2 = R_s'' \cdot \frac{I^2}{4}$$

és így

$$R_s'' = 4R_s.$$

Ebből következik, hogy a hurok-dipólus sugárzási ellenállása négyszer akkora, mint a félhullámú dipólusé: 240...280 Ω.

A hurok-dipólus különleges kivitelű alakja a 4.2. ábrán vázolt kettős hurok-dipólus vagy hár-



4.2. ábra. A kettős hurok-dipólus:
(a) betáplálás a középső elemnél és (b) betáplálás az alsó elemnél

mas hajlított dipólus. Ha az elemátmérők megegyeznek, akkor az antennaáram a három félhullámú vezetőn egyenlően oszlik meg: vagyis mindegyik dipóluságban a teljes antennaáramnak csak egyharmad része folyik. A kettős hurok-dipólus R_s''' sugárzási ellenállása ezért

$$R_s''' = \frac{P_s}{\left(\frac{I}{3}\right)^2}, \qquad (4.2)$$

vagyis a félhullámú dipólus sugárzási ellenállásának kilencszerese (540...630 Ω).

A kettős hurok-dipólus működése szempontjából közömbös, hogy a betáplálási pontot a 4.2.(a) vagy 4.2.(b) szerint alakítjuk ki, azonban mechanikai okokból az alsó ágban való táplálás kedvezőbb, mert ez esetben a középső elemnél, az antenna súlypontjában rögzíthető a tartóoszlophoz.

A párhuzamosan kötött félhullámú vezetők száma elvileg tetszés szerint növelhető, egészen a kas alakzatú párhuzamos antennasor eléréséig.

A sugárzási ellenállás minden esetben az alábbiak szerint számítható: ha minden elem azonos átmérőjű, és egymástól $D < 0{,}05\lambda$ távolságban van, akkor a félhullámú dipólusra vonatkoztatott R_s^* sugárzási ellenállás értéke

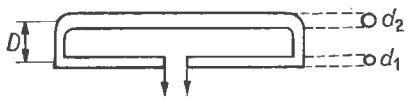
$$R_s^* = k \cdot R_s,$$

ahol a k tényező az n elemszám négyzetével azonos, vagyis

$$k = n^2.$$

Így pl. a 4.2. ábra kettős hurok-dipólusa három párhuzamos félhullámú elemből áll ($n = 3$), a k értéke tehát $3^2 = 9$, vagyis a sugárzási ellenállás $9 \times 60 = 540\,\Omega$.

A hurok-dipólus sugárzási ellenállásának módosítására egy másik, sokszor alkalmazott lehetőség, ha a két félhullámú elemet nem azonos átmérőjű vezetőből készítjük (4.3. ábra). Ha a megszakí-



4.3. ábra. Hurok-dipólus különböző átmérőjű elemekkel

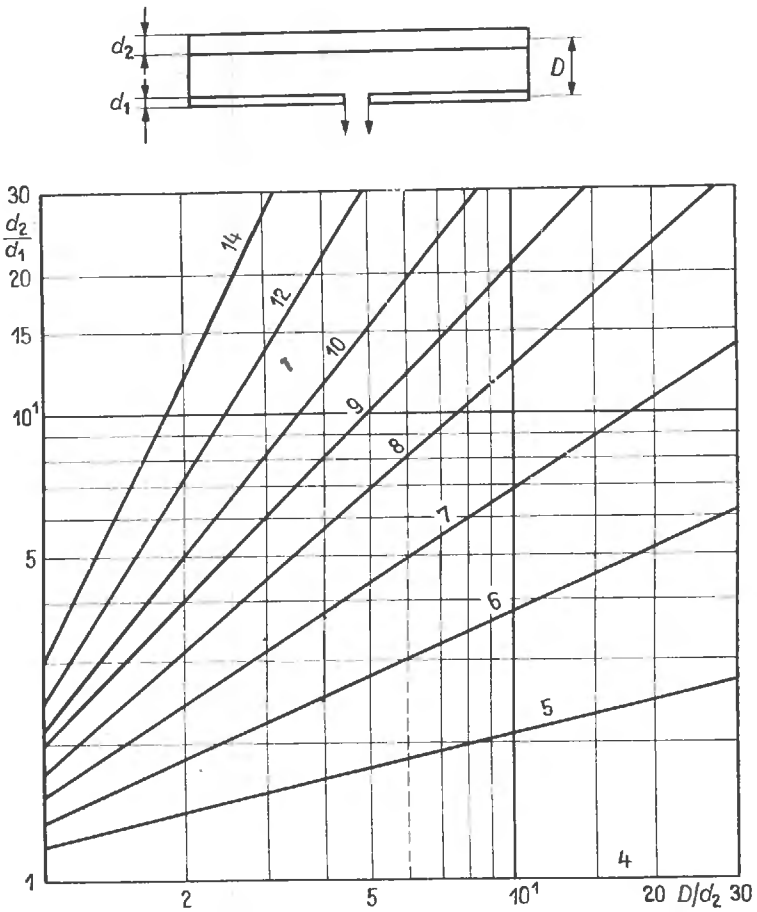
tás nélküli félhullámú elem d_2 átmérője nagyobb, mint a megszakított félhullámú dipólus d_1 átmérője, a sugárzási ellenállás nagyobb lesz, mint az egyszerű hurok dipólusé. Ha a helyzet fordított, vagyis a táplált dipólus d_1 átmérője nagyobb, mint d_2, akkor a sugárzási ellenállás csökken. A k tényező itt még a D távolságtól is függ.

A különböző átmérőjű elemekből ($d_2 > d_1$) készített hurok-dipólus sugárzási ellenállása a 4.4. ábrán közölt *Robert-diagrammal* határozható meg. A k tényezőt az alábbi összefüggéssel számíthatjuk ki:

$$k = 1 + \left(\frac{Z_1}{Z_2}\right)^2. \qquad (4.3)$$

Ez a tényező ismét a félhullámú dipólusra vonatkozik. A (4.3) összefüggésben Z_1 az a hullámellenállás, amit egy d_1 átmérőjű vezetőből készült D térközű kéthuzalos tápvonal képvisel, a Z_2 hullámellenállást pedig értelemszerűen a d_2 és D értékek adják meg. A légszigeteléses, kéthuzalos tápvonal Ω-ban kifejezett Z hullámellenállása, amivel majd az 5.1.1. pontban még bővebben foglalkozunk:

$$Z = 276 \cdot \lg \frac{2D}{d}. \qquad (4.4)$$



4.4. ábra. Hurok-dipólus félhullámú dipólusra vonatkoztatott talpponti ellenállásának változása az elemátmérők és elemtérköz függvényében. A szaggatott vonallal bejelölt példa esetében: $d_1/d_2=3$; $D/d_2=6$; a leolvasható impedanciaviszony 6, vagyis a talpponti ellenállás a félhullámú dipólusénak mintegy hatszorosa (360...420 Ω)

A k tényező kiszámítására még az alábbi összefüggés is alkalmazható:

$$k=\left(\frac{\lg\frac{4D^2}{d_1\cdot d_2}}{\lg\frac{2D}{d_2}}\right)^2. \qquad (4.5)$$

A kettős hurok-dipólusnál is megváltozik a sugárzási ellenállás, ha a középen megszakított dipólus d_1 átmérője más, mint a két párhuzamos félhullámú elem d_2 átmérője. A sugárzási ellenállás a 4.5. ábrán közölt diagram segítségével határozható meg.

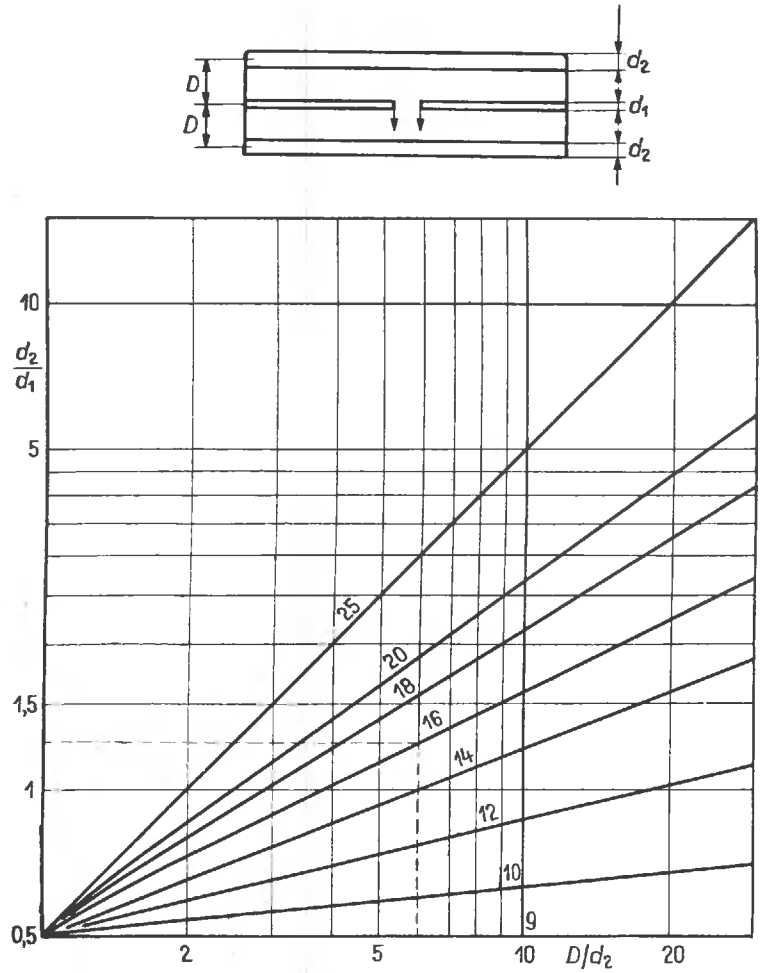
A (4.3) és a (4.5) összefüggésekhez hasonlóan a k tényező kiszámítható a kettős hurok-dipólus esetében is:

$$k=1+\left(\frac{2Z_1}{Z_2}\right)^2, \qquad (4.6)$$

illetve

$$k=\left(\frac{\lg\frac{4D^3}{d_1^2\cdot d_2}}{\lg\frac{D}{d_n}}\right)^2. \qquad (4.7)$$

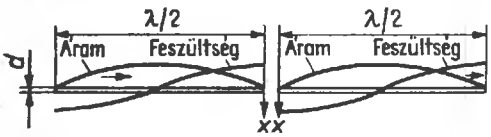
Valamennyi hurok-dipólus meg nem szakított, egydarabból készült elemét geometriai középpontjában földelhetjük, vagyis fémből készült antennatartó oszlophoz fémesen rögzíthetjük.



4.5. ábra. Kettős hurok-dipólus félhullámú dipólusra vonatkoztatott talpponti ellenállásának változása az elemátmérők és elemtérköz függvényében. A szaggatott vonallal bejelölt példa esetében: $d_2/d_1=1{,}25$; $D/d_2=6$; a leolvasható impedanciaviszony 16, vagyis a talpponti ellenállás a félhullámú dipólusénak mintegy 16-szorosa (960...1120 Ω)

4.2. Teljeshullámú dipólusok

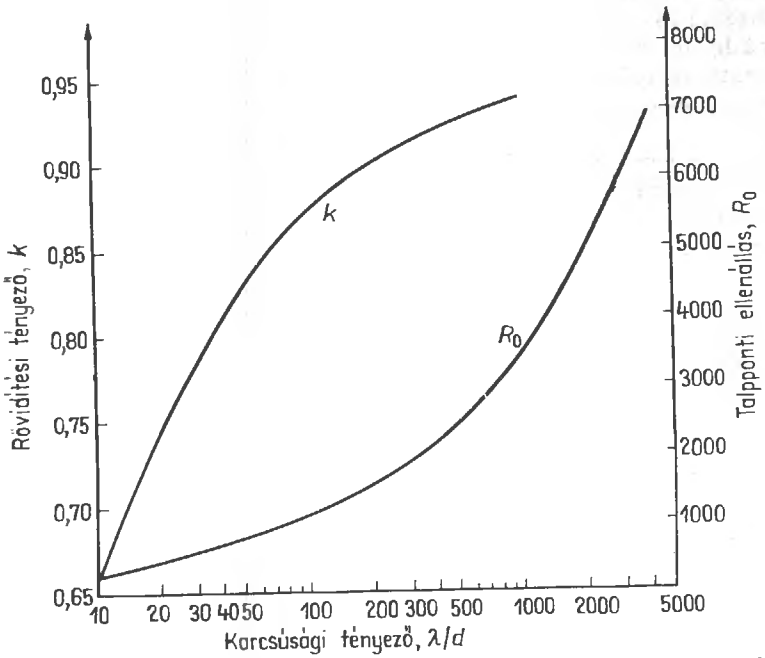
Azt a dipólust, amelynek elektromos hossza 1λ, *teljeshullámú dipólusnak* nevezzük (4.6. ábra).



4.6. ábra. A teljeshullámú dipólus

Mindkét félhullámú darabot azonos fázisban feszültségminimumban gerjesztjük. Minthogy a nagy feszültség és a kis áram nagy ellenállást jelent, a teljeshullámú dipólus ellenállása a betáplálási pontban viszonylag nagy.

Mivel a teljeshullámú dipólust feszültségmaximumban tápláljuk, feszültséggerjesztett dipólusként is említik. Az R_0 talpponti ellenállás és a sávszélesség jobban függ a λ/d viszonytól, mint a félhullámú dipólus esetében, azonban a sávszélesség minden esetben nagyobb, mint az azonos karcsúsági tényezőjű félhullámú dipólusé. A 4.7. ábrán a teljeshullámú dipólus R_0 talpponti ellenállása, k rövidítési tényezője és a λ/d karcsúsági tényező közötti összefüggést tüntettük fel.



4.7. ábra. A félhullámú dipólus R_0 talpponti ellenállásának és k rövidítési tényezőjének változása a hullámhossz—átmérő viszony függvényében (közelítő értékek)

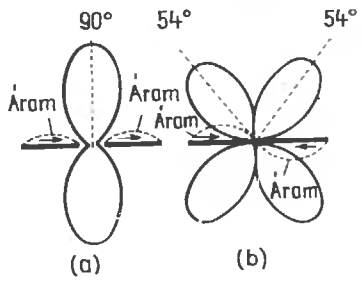
A két dipólus-fél egymástól mért távolsága az *XX* betáplálási pontban ugyancsak hatással van a talpponti ellenállásra. A 4.7. ábra diagramjáról leolvasható R_0 érték annál pontosabb, minél jobban közelíti meg *XX* távolság a *d* sugárzó-átmérőt.

A teljeshullámú dipólus k rövidítési tényezője szintén különbözik az azonos karcsúsági tényezőjű félhullámú dipólusétól: a teljeshullámú dipólust jobban kell rövidíteni, ha rezonanciába akarjuk hozni.

Példa. Egy $f=150$ MHz-en, vagyis $\lambda=2$-n működő teljeshullámú dipólust akarunk készíteni 2 cm átmérőjű alumínium csőből; a λ/d viszony tehát $200/2=100$. A 4.7. ábra alapján a 100-as karcsúsági tényezőhöz $R_0=1100\ \Omega$ talpponti ellenállás tartozik, a k rövidítési tényező pedig 0,87.

A *teljeshullámú dipólus* nem tévesztendő össze a *teljeshullámú sugárzóval:* a geometriai középpontjában megszakított és táplált teljesáramú dipólus mindkét ága *azonos fázisban* van gerjesztve. Az így létrejövő *E* síkbeli sugárzási jelleggörbe 4.8.(a) ábrán látható; a félhullámú dipóluséhoz nagyon hasonló jelleggörbénél csupán a nyalábok valamivel keskenyebbek: a nyílásszög kb. 65°.

A *megszakítás nélküli,* egyetlen összefüggő vezetékből álló teljeshullámú sugárzót ezzel szemben egyik végén gerjesztjük (mint pl. a Zeppelin-antennát; lásd. 10.2.1. pontot). Ebben az esetben az áram iránya a vezeték közepén megfordul (4.8.(b) ábra), és így a két félhullámú szakasz ellentétes fázisban gerjesztődik. Ezért a *E* síkbeli sugárzási jelleggörbe négy fő nyalábra hasad, amelyeknél a sugárzásmaximum iránya és a sugárzó által bezárt szög 54°. Míg a teljeshullámú dipólus — félhullámú dipólusra vonatkoztatott — nyeresége



4.8. ábra. Teljeshullámú sugárzó árameloszlása és *E* síkbeli jelleggörbéje:

(a) teljeshullámú dipólus, mindkét szakasz azonos fázisban gerjesztve (azonos áramirányok), a fő sugárzási irány a dipólus hossztengelyével 90°-os szöget zár be; (b) teljeshullámú sugárzó, megszakítás nélkül (pl. végtáplálású), ellentétes fázisban gerjesztve (ellentétes áramirányok), a fő sugárzási irány a sugárzó hossztengelyével 54°-os szöget zár be

közelítően 1,8 dB, a végén gerjesztett teljeshullámú sugárzónál ez 1,2 dB.

A félhullámú dipólus rezonanciatulajdonságai a soros rezgőköréhez hasonlóak; a rezonanciában levő teljeshullámú dipólus mint párhuzamos rezgőkör viselkedik.

A teljeshullámú dipólust viszonylag nagy sávszélessége miatt szívesen alkalmazzák összetett széles sávú antennarendszerekben. Ilyenkor a dipólust a két feszültségminimumban rögzíthetjük és földelhetjük (lásd a feszültségeloszlást a 4.6. ábrán). Az esetleges egyenlőtlen feszültségeloszlás azonban veszteségeket okozhat, ezért célszerűbb a földeléstől eltekinteni és a teljeshullámú dipólust szigetelten rögzíteni. Ha az *XX* betáplálási pontokat egymástól távolítjuk, a nyereség is növekszik: ha *XX* táv 0,2...0,6λ nagyságrendű, a nyereség 3 dB-nél is nagyobb lehet. Megjegyzendő azonban, hogy a nyereség növelésének ez a módja mechanikai okokból aligha valósítható meg.

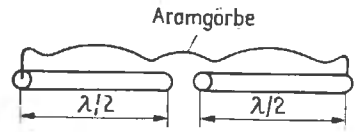
4.3. Széles sávú dipólusok

A rezonanciában levő dipólus talpponti ellenállása tisztán ohmos. Ha rezonanciafrekvenciától eltérő frekvencián gerjesztjük a dipólust, a talpponti ellenállás induktív vagy kapacitív összetevőt is tartalmaz.

Minél karcsúbb a dipólus, annál gyorsabban nő a reaktív összetevők hányada a rezonanciafrekvenciáról való elhangolás folyamán, és így annál kisebb az antenna sávszélessége. Ezért nagyobb frekvenciatartományok kisugárzásához kis λ/d karcsúsági tényezőjű (ún. „vastag") dipólust szokás alkalmazni. Vastag dipólusként általában félhullámú és teljeshullámú dipólusokat használnak: a sávszélesség vonatkozásában a teljeshullámú dipólus valamivel kedvezőbb, mert azonos karcsúsági tényező mellett sávszélessége mintegy 1,3-szerese a félhullámú dipólusénak.

A teljeshullámú vastag dipólus árameloszlása már nem szinuszos, hanem hullámos (4.9. ábra), és ezért a betáplálási pontjában viszonylag nagy áram folyik. Ezzel magyarázható, hogy csökkenő karcsúsági tényező esetén csökken az antenna talpponti ellenállása.

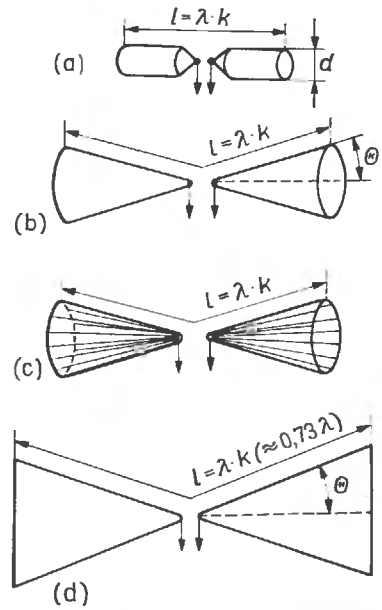
A 4.9. ábra szerinti vastag hengeres csőből vagy rúdanyagból készült széles sávú dipólus két félszakaszának egymással szemben levő végei nagy kapacitást képeznek. Ezért, ha a betáplálási pont-



4.9. ábra. Árameloszlás vastag dipóluson

hoz a szokásos méretű tápvonallal csatlakozunk, ez átmenet nélküli hirtelen tápvonallal keresztmetszet-változást fog okozni. Ennek elkerülése céljából a vastag elemeket a betáplálási pont felé kúposan el szokás vékonyítani [4.10.(a) ábra]. Így jól definiált csatlakozási pontokhoz jutunk.

A kúposság néha a teljes elemhosszra kiterjed, így jön létre a *kettős-kúpos dipólus* [4.10.(b) ábra]. Az antenna bemeneti ellenállása a kúpszög függ-

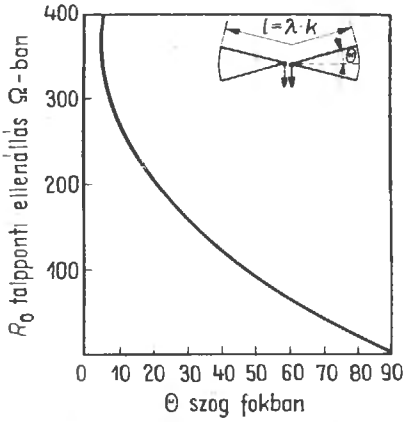


4.10. ábra. Széles sávú dipólus-változatok:
(a) hengeres rúdanyagból készült vastag dipólus, a betáplálási pontnál kónuszosan elvékonyítva; (b) kettős-kúpos teljeshullámú dipólus, fémlemezből; (c) vékony rudakból készült kettős-kúpos teljeshullámú dipólus-váz; (d) pillangó- vagy lepke-dipólus

vénye. A 4.11. ábrából különféle kúpszöghöz tartozó bemeneti ellenállások közvetlenül leolvashatók. A nagy sávszélesség miatt az ilyen típusú dipólusoknál a rövidítési tényezőt nem érdemes túlzott pontossággal kiszámítani, a gyakorlat szempontjából elegendő, ha $k = 0{,}73$ középértékkel számolunk.

A szélnyomás és a súly csökkentése céljából a 4.10.(c) ábrán látható módon nagyobb számú vékony rúdból vagy huzalból is készíthetünk kúpos

dipólust: az antenna előnyös tulajdonságait még ebben az egyszerűsített alakjában is megőrzi.



4.11. ábra. Kettős-kúpos dipólus R_0 talpponti ellenállásának változása a Θ kúpszög függvényében

Végül a térbeli kúp alakot teljesen mellőzhetjük, és csupán függőleges tengelymenti metszetével: két csúcsával szembe forgatott háromszög alakú fémlemezzel is helyettesíthetjük [4.10.(d) ábra]. Ezt a — elsősorban a deciméter-tartományban alkalmazott — széles sávú antennatípust alakja miatt *pillangó-* vagy *lepke-dipólusnak* is nevezik. Ha az összefüggő fémfelületek helyett sűrű drótháló vagy lyukasztott fémlemezt használunk, a szélellenállás és súly csökken anélkül, hogy az antenna tulajdonságai észrevehető mértékben romlanának.

A teljeshullámú lepke-dipólusnál szintén egy átlagos $k = 0{,}73$ rövidítési tényezővel számolunk. Alkalmazásukra széles sávú csoportantennában a későbbiekben még visszatérünk (26.1. alfejezet).

Az ismertetett széles sávú dipólusok viszonylagos sávszélessége a méretezéstől függően: $b = 0{,}5 \ldots 0{,}8 \cdot f_0$ [lásd a 3.1.4. pontban a (3.3) képletet].

5.

Antennák táplálása

Maximális teljesítmény akkor vihető át, ha a generátor (adó végfokozata) impedanciáját a fogyasztó (antenna) impedanciájához illesztjük.

A teljesítményátvitel maximális hatásfoka csak úgy biztosítható, ha a fogyasztó a generátort mint tisztán ohmos ellenállást terheli. Ez azt jelenti, hogy az antennaimpedancia nem tartalmazhat induktív és kapacitív meddő tagot, ez az eset pedig csak akkor áll fenn, ha az antenna rezonanciafrekvenciája megegyezik az üzemi frekvenciájával.

Minthogy az antenna és az adó közé a legtöbb esetben energiatovábbító vezetéket (tápvonalat) kell iktatni, ezt úgy kell méretezni, hogy az antenna és az adó közötti rezonancia-, illetve illesztési viszonyokat ne zavarja meg.

Ez értelemszerűen érvényes vétel esetére is, amikor az antenna a generátor, és a vevőkészülék a fogyasztó.

5.1. Tápvonalak

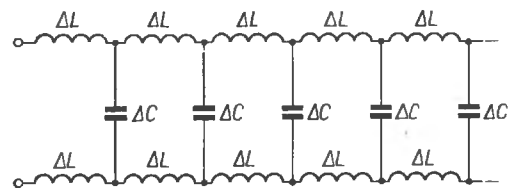
Tápvonalaknak az a feladatuk, hogy a nagyfrekvenciás energiát lehetőleg veszteségmentesen továbbítsák anélkül, hogy saját maguk sugároznának.

Az antennatechnikában leginkább két párhuzamos vezetékből álló tápvonalat használnak, amelynek jellemző tulajdonságait elsősorban a vezeték keresztmetszete, továbbá a vezetékek közötti dielektrikum (szigetelő) jellege határozzák meg.

5.1.1. A tápvonal hullámellenállása

A nagyfrekvenciás vezetékek egyik legfontosabb jellemzője a Z hullámellenállás: ez a végtelenül hosszú vezetéken kialakuló U feszültség és I áramerősség viszonyaként fogható fel.

Egy nagyfrekvenciás tápvonal lényegében hossz-induktivitások és keresztkapacitások eredőjének is tekinthető. Ennek az elképzelésnek megfelelően szokás a párhuzamos vezeték egyszerűsített helyettesítési vázlatát az 5.1. ábra szerint feltüntetni.



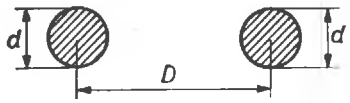
5.1. ábra. Kéthuzalos tápvonal helyettesítő áramköre

A nagyfrekvenciás tápvonal Z hullámellenállása bizonyos elhanyagolásokkal, de a gyakorlat számára elegendő pontossággal számítható az alábbi összefüggésből:

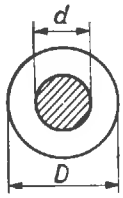
$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}; \qquad (5.1)$$

minthogy Z (Ω-ban megadott rezisztív érték, ezért a hullámellenállás a frekvenciától és a vezeték hosszától független.

Az (5.1) összefüggésből látható, hogy a Z hullámellenállás annál nagyobb, minél nagyobb az L önindukció és minél kisebb a C kapacitás. Ez



5.2. ábra. Kéthuzalos tápvonal keresztmetszete

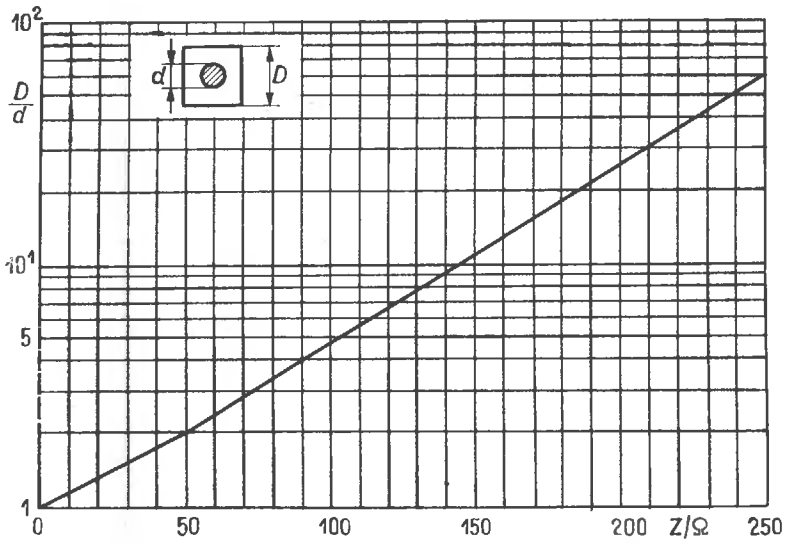


5.3. ábra. Koaxiális tápvonal keresztmetszete

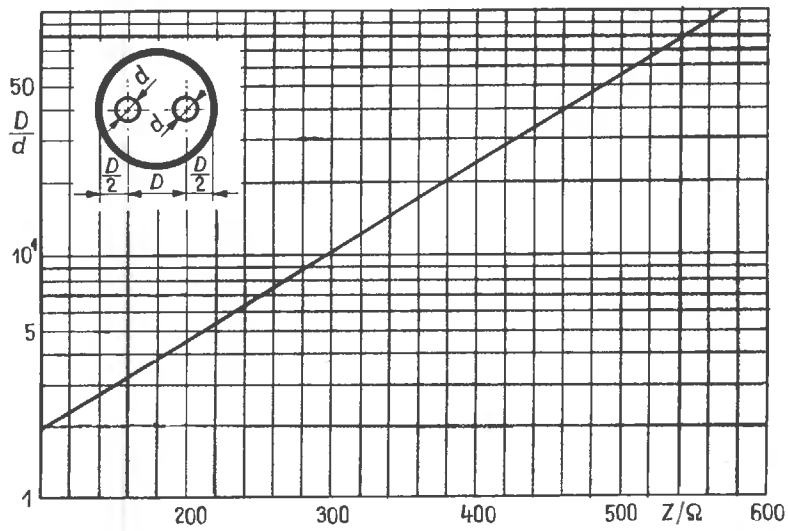
gyakorlatilag azt jelenti, hogy vékony vezetékből (nagy L) és nagy térközzel (kis C) készített tápvonalnak nagyobb a Z hullámellenállása, mint a kis térközű (nagy C) és vastag vezetékből (kis L) készített tápvonalé; vagyis a Z hullámellenállást elsősorban a vezeték keresztmetszetének geometriai viszonyai szabják meg.

Az antennatechnikában legelterjedtebb két tápvonaltípus, a kéthuzalos és koaxiális tápvonal keresztmetszete látható az 5.2., illetve 5.3. ábrákon; a kiviteli formákat a későbbiekben részletesen tárgyaljuk.

Ha feltételezzük, hogy a vezetékek közötti dielektrikum levegő (permittivitása $\varepsilon = 1$), akkor a Z



5.4. ábra. Légszigeteléses kéthuzalos tápvonal Z hullámellenállásának változása a D huzaltérköz és d huzalátmérő függvényében



5.5. ábra. Légszigeteléses koaxiális tápvonal Z hullámellenállásának változása a D köpeny belső átmérőjének és d belső ér külső átmérőjének függvényében

hullámellenállás az alábbi közelítő képletekkel számítható ki:

a) Légszigeteléses kéthuzalos tápvonal (5.2. ábra):

$$Z = 120 \cdot \ln \frac{2D}{d} \qquad (5.2)$$

vagy

$$Z = 276 \cdot \lg \frac{2D}{d}. \qquad (5.3)$$

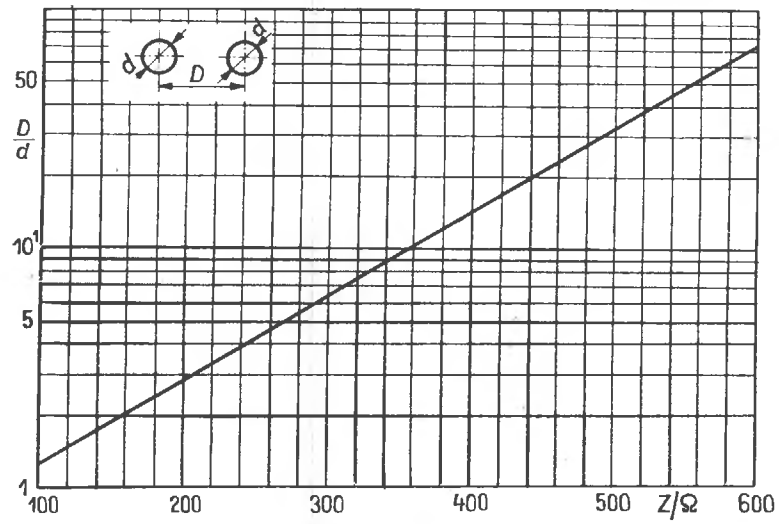
b) Légszigeteléses koaxiális tápvonal (5.3. ábra):

$$Z = 60 \cdot \ln \frac{D}{d} \qquad (5.4)$$

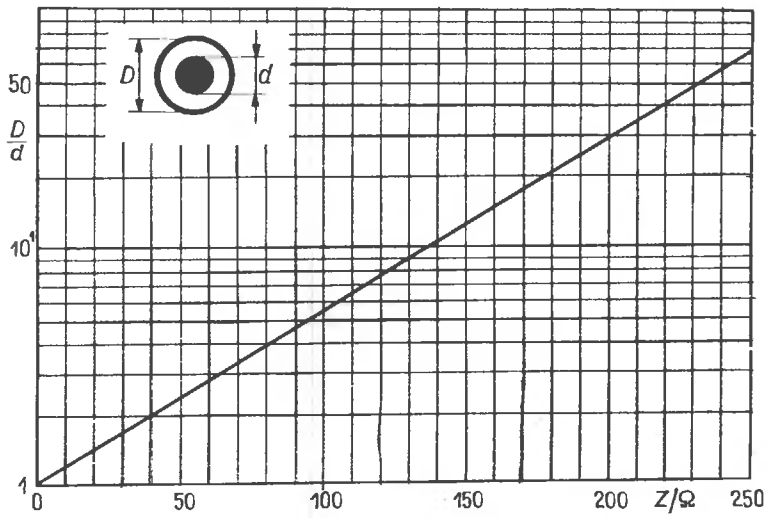
vagy

$$Z = 138 \cdot \lg \frac{D}{d}. \qquad (5.5)$$

A különféle keresztmetszetű légszigeteléses tápvonalak Z hullámellenállása az 5.4...5.7. ábrák alapján egyszerűen és gyorsan határozható meg.



5.6. ábra. Légszigeteléses koaxiális tápvonal Z hullámellenállásának változása a külső köpenyátmérő és belső érátmérő viszonyának függvényében



5.7. ábra. Árnyékolt kéthuzalos, szimmetrikus légszigeteléses tápvonal Z hullámellenállásának változása az átmérő- és térközviszonyok függvényében

5.1.1.1. A nagyfrekvenciás tápvonalak dielektrikuma

Az elektromágneses hullám c terjedési sebessége függ a közeg permittivitásától (ε dielektromos tényezőjétől), amelyben terjed. Legnagyobb a terjedési sebesség a levegőben ($c = 3 \cdot 10^8$ m/s), amelynek permittivitása 1. Minden egyéb folyékony vagy szilárd anyag relatív permittivitása (ε_r) nagyobb, mint 1.

A

$$c = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{5.6}$$

összefüggésből kitűnik, hogy a c terjedési sebesség minden esetben csökkenni fog, ha a dielektrikum nem levegő, hanem valamilyen más szigetelőanyag.

5.1. táblázat. Különféle szigetelőanyagok permittivitása (dielektromos tényezője)

Szigetelőanyag	Permittivitás ε_r
Amenit	3,5
Bakelit	4,0...4,6
Epoxi-műgyanta	3,5
Csillám	4,0...4,8
Levegő	1,0
Papír (szigetelő)	2,2
Pertinax	5,0...6,5
Plexi	3,0...3,6
Poli-izo-butilén	2,2...2,6
Polisztirol	2,2...2,6
PVC	3,1...3,5
Porcelán (műszaki)	6,5
Porcelán (nagyfrekvenciás)	6,0
Rétegelt lemez	4...6
Stiroflex	2,5
Szteatit	6,0
Trolitul	2,4
Ultraporcelán	6,3...7,5
Üveg	4,0...10

Az 5.1. táblázatban néhány gyakrabban alkalmazott szigetelőanyag relatív permittivitását tüntettük fel.

Az ipar általában olyan nagyfrekvenciás tápvonalakat gyárt, amelyeknél a huzalok közét valamilyen szigetelőanyag tölti ki. Minthogy a dielektrikumban az elektromágneses hullám terjedési sebessége kisebb, mint a levegőben, a hullámellenállás kiszámításakor ez figyelembe veendő; ezért az (5.2)...(5.5) kifejezések az alábbiak szerint módosulnak:

a) Kéthuzalos tápvonal műanyag dielektrikummal:

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln \frac{2D}{d}, \tag{5.7}$$

illetve

$$Z = \frac{276}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \lg \frac{2D}{d}. \tag{5.8}$$

b) Műanyag-szigeteléses koaxiális kábel:

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln \frac{D}{d}, \tag{5.9}$$

illetve

$$Z = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \lg \frac{D}{d}. \tag{5.10}$$

Ha a dielektrikum mesterséges légzárványokat tartalmaz (az ún. habosított műanyag korszerű kábelszigetelőként egyre inkább kezd elterjedni), a tömör szigetelőnél jóval kisebb eredő permittivitással kell számolni.

Az alkalmazott szigetelőanyag permittivitásának ismeretében a tápvonal rövidítési tényezője (k) is számítható. A rövidítési tényező egyébként egy olyan sebességi állandónak tekinthető, amelynek értéke mindig kisebb, mint 1. Értékét megkapjuk, ha a vonal menti hullámterjedési sebességet elosztjuk a hullámterjedés szabad térben mérhető sebességével.

A rövidítési tényező ezenkívül számítható az alábbi összefüggésből:

$$k = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}}; \tag{5.11}$$

értékét a különféle nagyfrekvenciás tápvonalak műszaki adatlapjaiban általában közlik. Az antennagyakorlatban többek között olyankor van szükség a rövidítési tényező ismeretére, amikor nagyfrekvenciás tápvonalból egy akkora darabot kell levágni, amely adott frekvencián rezonanciában van (pl. hangolócsonk).

5.1.1.2. A hullámellenállás mérése egyszerű eszközökkel

A légszigeteléses tápvonalak hullámellenállását kielégítő pontossággal számíthatjuk ki a tápvonal hosszegységére eső kapacitásérték ismeretében. E célból megmérjük az ismert vezeték hosszkapacitását, majd az eredményt elosztjuk a vezeték

cm-ben mért hosszával. A pF/cm-ben kapott C kapacitás alapján a Z hullámellenállás;

$$Z = \frac{100}{3C}\ \Omega. \qquad (5.12)$$

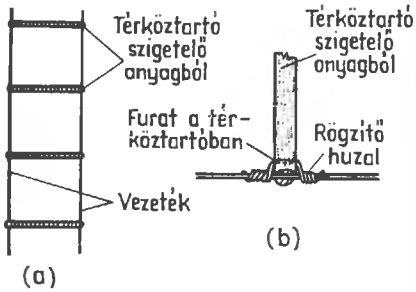
LC-mérőhíd birtokában mindenféle műanyagszigetelésű párhuzamos és koaxiális kábel hullámellenállása a következőképpen határozható meg:

A mérendő kábelből egy néhány m-es darabot a padlóra fektetünk, majd mérjük a központi ér és a kábelköpeny közötti C kapacitást. Ezt követően a kábel másik végét rövidrezárjuk, majd a híddal megmérjük az ér és a köpeny közti L induktivitást. A kapott értéket F (farad) és H (henry) mértékegységekben kifejezve az (5.1) összefüggés alapján megkapjuk a Z hullámellenállást Ω-ban.

Párhuzamos vezetékek (szalagkábel) esetén hasonlóképpen járunk el, azonban ezt nem fektetjük a padlóra, hanem a mérőhelyiségben szabadon kifeszítjük.

5.1.2. Kéthuzalos tápvonalak

Legkisebb a veszteségük a légszigeteléses nagyfrekvenciás tápvonalaknak. Ezért a rövidhullámú amatőr-gyakorlatban még ma is szívesen alkalmaznak saját készítésű légszigeteléses, kéthuzalos tápvonalakat. A két huzal közötti távolságot jó minőségű szigetelőanyagból álló térköztartók segítségével lehet állandó értéken tartani. Az ilyen tápvonalakat feeder-nek, vagy tréfásan „macskalétrának" is szokták nevezni (5.8. ábra). A kívánt



5.8. ábra. Légszigeteléses kéthuzalos tápvonal: (a) elvi vázlat; (b) térköztartó rögzítése

hullámellenállás biztosítása céljából a szükséges betartandó térközátmérő (D/d) viszony az 5.4. ábráról olvasható le, azonban mechanikai okokból a hullámellenállás értékét célszerű $Z = 500$ és 600 Ω között megválasztani. Kisebb hullámellenállások tartományában a térköz ugyanis nagyon kicsi lesz, és így a tápvonal stabilitása nem lesz kielégítő, vagy pedig túl sűrűn kell térköztartókat alkalmazni, ami a veszteségeket növeli.

A műanyag szigetelésbe ágyazott kéthuzalos tápvonalak — a kereskedelemben tv-szalagkábel néven ismertek — olcsók és kis súlyúak. A dielektrikumuk legtöbbször polietilén. A kereskedelemben kapható szalagkábelek hullámellenállása 120, 240 és 300 Ω között van (5.9. ábra).



5.9. ábra. Tv-szalagkábel

Az új szalagkábelek csillapítása igen kicsi, veszteségük kevesebb, mint a hasonló méretű koaxiális kábeleké. Az időjárás viszontagságainak és az intenzív napsugárzásnak kitett műanyag szigetelésben lejátszódó öregedési folyamatok következtében a csillapítás idővel növekszik. Minthogy a dielektromos tulajdonságok romlásának fő oka a Nap ultraibolya sugárzása, az öregedési folyamatot a műanyag pigmentálásával, pl. koromadalék segítségével igyekeznek gátolni vagy legalábbis késleltetni.

Különösen kedvezőtlenül viselkednek a szalagkábelek esős, ködös időben, harmat vagy zúzmara képződésekor: ilyenkor felszínük vékony nedvességréteggel vonódik be, amely a hullámellenállás ellenőrizhetetlen változását okozhatja, és ezen felül a csillapítást is növeli.

A szalagkábel további hátránya, hogy fémes tárgyak, épületrészek stb. közelében változik a hullámellenállása. Ezért a szalagkábelek telepítésekor ügyelni kell arra, hogy lehetőleg szabadon és geometriai helyzetükben jól rögzítve helyezzük el.

A tömlős szimmetrikus tápvonal (5.10. ábra) az időjárás behatására kevésbé változtatja tulaj-



5.10. ábra. Tömlős szimmetrikus tápvonal

donságait. A két huzalt tömlőszerűen körülvevő műanyag dielektrikum vagy üreges, vagy habosított műanyagból készült, és ezért általában kisebb a csillapítása, mint a hasonló méretű szalagkábelé.

Az 5.11. ábrán látható árnyékolt szimmetrikus kettős tápvonalat ritkán használják: ára is és csillapítása is valamivel nagyobb, mint a hasonló méretű árnyékolatlan szalagkábelé. Az árnyékolt tápvonalak kétségtelen előnye, hogy időjárásállók, és tulajdonságaik hosszú használat után sem változnak lényegesen. Telepítéskor nem kell a környezeti hatást figyelembe venni, és tetszés szerint helyezhetők el. Az árnyékolt szimmetrikus kettős tápvonalak hullámellenállása 120 és 240 Ω között van.

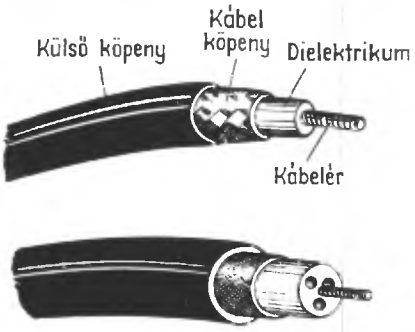


5.11. ábra. Árnyékolt kettős tápvonal

A különféle tápvonalak jelölési módjait a Nemzetközi Elektrotechnikai Bizottság (IEC) ajánlásai alapján szokás elvégezni.

5.1.3. Koaxiális kábelek

A koaxiális kábelek koncentrikus felépítésűek, ezért a Földhöz képest aszimmetrikusnak tekinthetők. Mint az 5.12. ábrán látható, a koaxiális kábelek belső vezetéke az ún. *ér* koncentrikusan



5.12. ábra. Koaxiális kábel:
(a) tömör szigetelésű kábel; (b) habosított dielektrikumú kábel

van a szigetelő dielektrikumba ágyazva, ezt a külső vezeték, az ún. *köpeny* veszi körül, majd a védőburkolat következik.

A belső ér többnyire tömör rézhuzal, néha többerű sodort vörösrézhuzal-köteg. A dielektrikum kis veszteségű nagyfrekvenciás szigetelőanyagból (pl. polietilén, polisztriol) készül. Ezen belül megkülönböztetünk tömör szigetelésű [5.12.(a) ábra] és légzárványos, habosított dielektrikummal [5.12.(b) ábra] készített kábeleket.

A tömör dielektrikummal készített kábelek elsősorban alaktartóságukkal tűnnek ki, ezért elektromos tulajdonságaikat külső mechanikus behatásra csak kismértékben változtatják. A tömör szigetelőréteg következtében átütési szilárdságuk nagy, és az esetleg beszivárgó víz kevésbé rontja elektromos tulajdonságait.

A légzárványos dielektrikummal készült kábelek csillapítása különösen kicsi, azonban nedvesség ellen gondos tömítéssel kell megvédeni őket. Mint dielektrikum főleg a jó minőségű habosított műanyagok váltak be, amelyek egyesítik magukban a tömör és légzárványos szigetelés előnyeit.



5.13. ábra. Üreges koaxiális kábel

Úgyszólván kizárólag légszigeteléses koaxiális kábelnek tekinthető az 5.13. ábrán vázolt üreges vagy helix kábel, amelynél a kábelért egy vékony szigetelőzsinórból álló spirál veszi körül; ez biztosítja a kábelköpeny és az ér közötti térközt. Az ilyen típusú kábelek rendkívül kis veszteségűek, azonban mechanikailag nagyon kényesek.

A kisebb átmérőjű koaxiális kábelek köpenye vékony vörösrézhuzal-fonalból készül: ez az ún. kábelharisnya. A vastagabb kábeleket rézszalaggal vonják be, míg nagyteljesítményű kábeleknél bordázott rézfóliát és egyéb különleges köpenymegoldásokat alkalmaznak.

A koaxiális kábel védelmét szolgálja a többnyire polivinil-kloridból (PVC) készültk ülső műanyag köpeny. Elsősorban a nedvességet tartja távol a kényes dielektrikumtól, azonban bizonyos fokú mechanikai védelmet is biztosít. Különleges célra, pl. talajba fektetendő kábeleket további acélhuzalköpennyel erősítik, amelyet egy második PVC köpeny véd a korrózió ellen.

Minthogy a manapság gyártott koaxiális kábelek szigetelőanyagának permittivitása szinte kivétel nélkül $\varepsilon_r = 2{,}3$, gyakorlatilag kielégítő pontosságú eredményt kapunk, ha az 5.5. ábra diagramjából leolvasott hullámellenállás értéket $1/\sqrt{2{,}3} \approx$ $\approx 0{,}66$-dal megszorozzuk, vagyis a légszigeteléses kábelre vonatkozó k rövidítési tényező ez esetben

0,66. A légzárványos kábelek esetében általában 0,8...0,9-del számolhatunk. Néha még találkozhatunk calit-gyöngy szigeteléses, régebbi gyártású koaxiális kábellel. Mivel a calit permittivitása $\varepsilon_r = 6{,}5$, ezért a diagramból leolvasott értékeket $1/\sqrt{6{,}5} \approx 0{,}39$-dal kell megszoroznunk.

Az ez idő szerint kapható koaxiális kábelek hullámellenállása többnyire 60 Ω. Gyártanak azonban 50 és 75 Ω-os kábeleket is.

5.1.4. Nagyfrekvenciás tápvonalak csillapítása

Nagyfrekvenciás tápvonalak csillapítása — a hullámellenállással és rövidítési tényezővel ellentétben — nem frekvenciafüggetlen, hanem a frekvenciával nő. Ha a tápvonal saját hullámellenállásának megfelelő ellenállással van lezárva, a veszteséget kizárólag a vezeték ellenállása és az alkalmazott dielektrikum veszteségi tényezője határozzák meg.

Mint ismeretes, nagyfrekvencián a skin-effektus (bőrhatás) következtében a váltakozóáram a vezeték felszínére szorul ki. A vezetékek váltakozóáramú ellenállása lényegesen nagyobb, mint az egyenáramú ellenállásuk. A szokásos méretű vörösréz vezetékek frekvenciafüggő hosszanti ellenállása jó közelítéssel a következő képlettel számítható:

$$R = \frac{8{,}4}{d} \cdot \sqrt{f}, \qquad (5.13)$$

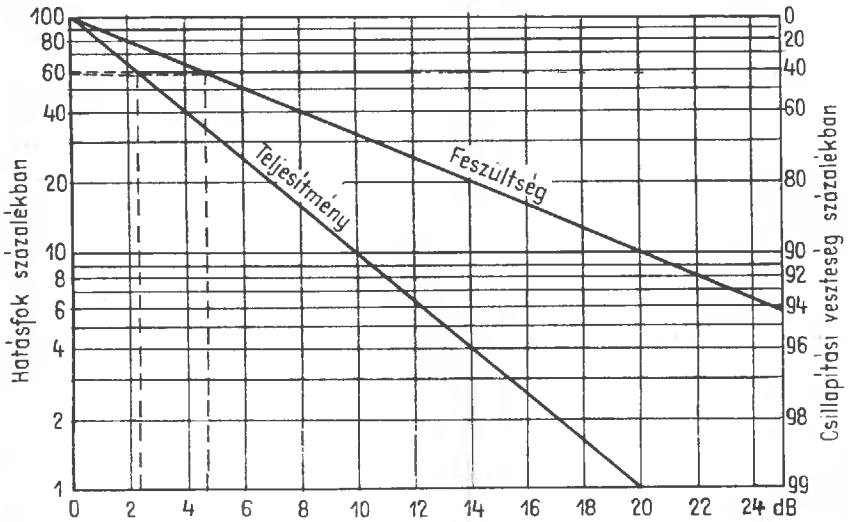
ahol az R az ellenállás Ω/km-ben; d a vezeték átmérője cm-ben és f az üzemi frekvencia MHz-ben.

A teljes hosszanti ellenállást az oda- és a visszairányú vezetékellenállás összege adja meg. Ha a vezeték nem sima felületű huzalból vagy csőből készült, ellenállása még jobban növekszik. Pl. litzehuzal esetében $^1/_4$-del, míg a szokásos kivitelű koaxiális kábelharisnyánál 2...3-szoros ellenállásnövekedéssel számolhatunk.

5.2. táblázat. Csillapításadatok átszámítása

Np · 8,686	=dB
dB · 0,1151	=Np
Np/km · 0,867	=dB/100 m
dB/100 m · 153	=Np/km
Np/km · 0,2645	=dB/100 ft
dB/100 ft (láb) · 3,78	=Np/km

Tápvonalak adatlapjain a csillapítás mértékét rendszerint többféle frekvenciára adják meg, általában Np/km-ben. Néha a 100 m-re vonatkoztatott, decibelben kifejezett veszteséget találjuk, míg az angolszász irodalomban a vonatkozási alap a 100 láb. Minthogy az amatőr gyakorlatban előforduló tápvonalhosszak ritkán haladják meg a néhányszor 10 m-t, a csillapítás mértékét legcélszerűbb dB/100 m-ben megadni, illetve átszámolni. Az átszámítás megkönnyítésére szolgál az 5.2. táblázat, amelynél a különféle mértékegységben megadott csillapítások átszámítási faktorai találhatók. Nagyfrekvenciás tápvonalak csillapítási vesztesége jelentős lehet. Ezért — különösen, ha a táplálandó antenna és az adóberendezés közötti távolság nagy — célszerű energiamérleget felállítani. Az 5.14. ábrán bemutatott diagram segítségével a ká-



5.14. ábra. Diagram feszültség- és teljesítményveszteség átszámítására

beladatokból dB-ben kiszámított csillapítás ismeretében egyszerűen és gyorsan meghatározható a hatásfok, illetve a veszteség százaléka, teljesítmény vagy feszültség szerint.

Példa. Egy 100 W nagyfrekvenciás kimeneti teljesítményű URH-adó 25 m hosszú koaxiális kábelen át táplálja az adóantennát. A koaxiális kábel csillapítása 145 MHz-nél 10,5 Np/km, azaz 9,1 dB/100 m. Minthogy a kábel hossza mindössze 25 m, a tényleges teljesítménycsillapítás a 100 m-es hosszúságúénak csupán $^1/_4$-e, vagyis 9,1 dB/4=2,3 dB. Az 5.14. ábra vízszintes rendezőjén megkeressük a 2,3 dB-es pontot, és a függőlegesen felvetítve a teljesítményegyenesre (szaggatott vonal), a metszésponthoz tartozó értéket a függőleges rendezőn leolvassuk. E szerint az adó teljesítményének csupán 60%-a marad meg (bal oldali skála), illetve a koaxiális kábel 40%-os csillapítást okoz (jobb oldali skála); 100 W nagyfrekvenciás teljesítménynél a kábelveszteség 40 W!

Jobb minőségű kábel használatakor a viszonyok lényegesen kedvezőbbek. Ha pl. 4,4 dB/100 m csillapítású kábelt használnánk, az 1,1 dB csillapítás 78%-os hatásfoknak felelne meg, és így a kábelveszteség csak 22 W.

Példa. Egy tv-vevőkészülék 30 m-es szalagkábellel csatlakozik az antennához. Az antenna üzemi frekvenciája 200 MHz, talppontnál pedig a hasznos jel 500 μV. Meghatározandó a tápvonal okozta feszültségcsillapítás.

A használt tv-kábel csillapítása 200 MHz-en 18 Np/km =15,6 dB/100 m 30 m-es hossz esetén a csillapítás:

$$15{,}6 \cdot \frac{30}{100} \approx 4{,}7 \text{ dB}.$$

Az 5.14. ábra vízszintes rendezőjén levő 4,7 dB-es pontra merőlegest húzunk és meghatározzuk metszéspontját a feszültségegyenessel, majd a függőleges rendezőn leolvassuk e ponthoz tartozó hatásfokot, amely esetünkben 58%. Ez 42%-os feszültségveszteségnek felel meg. A vevőkészüléken tehát az 500 μV-os feszültségnek csak az 58%-át kapja meg, vagyis 290 μV-ot. A tápvonal okozta veszteség 210 μV. Ha a használt tápvonal régi, akkor az öregedés okozta veszteség még nagyobb.

Jobb minőségű tv-kábel használatakor, amelynek csillapítása 200 MHz-en 6,7 dB/100 m, a 30 m-es hosszra eső csillapítás mintegy 2 dB. Az 5.14. ábra alapján ez kb. 20%-os feszültségcsillapításnak felel meg, vagyis a vevőkészülék bemenetén kb. 400 μV-os feszültséget kapunk.

Mindkét példát az 5.14. ábrán szaggatott vonalakkal jelöltük be. Látható, hogy a csillapítás okozta veszteség — különösen az URH-tartományban — igen tekintélyes lehet. Ezért célszerű minél rövidebb és jobb minőségű tápvonalat használni.

A csillapítási veszteséget sokszor tetézi a kisebb-nagyobb illesztetlenség következtében fellépő sugárzási veszteség is. Ez az antenna-hatásfok további romlását okozza. Az illesztetlenség okozta veszteségeket az 5.2.2. pontban fogjuk részletesebben tárgyalni.

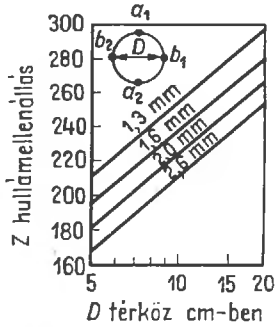
5.1.5. Nagyfrekvenciás tápvonalak használata

A légszigeteléses kettős tápvonal, a „macskalétra", az amatőr-gyakorlatban még mindig nem veszített jelentőségéből. A rövidhullámú tartományban szinte pótolhatatlan, különösen akkor, ha hangolt tápvonalként (lásd az 5.3.2. pontot) alkalmazzuk. Ha a térköztartók jó minőségű dielektrikumból készülnek, kisebb lesz a csillapítási veszteség, mint a legjobb szalagkábeleké. Térköztartók céljára számos korszerű műanyag jöhet számításba: súlyuk csekély, csillapítási veszteségük igen kicsi, és legtöbbjük könnyen munkálható meg. A térköztartók szokásos hossza 5...15 cm körüli; ez a leginkább használatos 2 mm átmérőjű antennahuzallal 480...600 Ω-os hullámellenállást ad (lásd az 5.4. ábrát). Minél nagyobb a párhuzamos huzalok közötti térköz, a veszteség a hosszú szigetelési szakasz következtében annál kisebb lesz. A nagyobb frekvenciájú sávokban (pl. 28 MHz-en) azonban a „széles" tápvonal maga is sugározhat már: a sugárzási veszteség ugrásszerűen megnő, és az eredmény BCI és TVI (=a rádió- és tv-vétel zavarása). A 10 cm-es térköz az összes rövidhullámú amatőrsávokban jól használható. A térköztartó merevítőkkel nem érdemes takarékoskodni, hogy a tápvonal erősebb szélben is megtartsa alakját és ne változtassa elektromos tulajdonságait.

A légszigeteléses tápvonal telepítésekor ügyelni kell arra, hogy a nyomvonalban erős törések ne legyenek. Különösen kerülendők a tápvonallal párhuzamos fémes tárgyak. Ha a tápvonal telepítésekor egy ereszcsatorna, fémes oszlop vagy nagyobb fémes tárgy elkerülése teljességgel lehetetlen, akkor legalább háromszoros tápvonalszélességnek megfelelő távolságot kell betartani.

Kevéssé ismert, de igen kiváló tulajdonságú tápvonal a négyhuzalos légszigetelésű tápvonal. Ez négy párhuzamos huzalból áll, amelyeket egy körtárcsa kerületén, egyenlő térközben vagy egy négyzetes lap sarkán rögzíthetünk. A műanyagból készült tárcsák (vagy kereszt alakú térköztartók) ugyanazt a feladatot látják el, mint a „macskalétra" térköztartói: a négy huzalból álló köteg alakját biztosítják.

A tápvonal két végén a szemben levő huzalpárokat összekötjük (a_1-et, és a_2-t, továbbá b_1-et és b_2-t; lásd az 5.15. ábrát). A tárcsa átmérője, illetve a huzalok közötti térköz ez esetben is 5...15 cm között lehet. Az ilyen négyhuzalos tápvonalak hullámellenállása kisebb, mint az azonos térközű kéthuzalos tápvonalaké (Z értéke 180...280 Ω között van), ugyanakkor teljesen szimmetrikusak és rendkívül kicsi a sugárzási veszteségük. Ezenkívül a környezet hatására sokkal kevésbé érzékenyek, mint az összehasonlító méretű kéthuzalos tápvonalak.



5.15. ábra. Négyhuzalos tápvonal Z hullámellenállásának változása a D huzaltérköz függvényében különböző huzalátmérők esetén

Az 5.15. ábra segítségével meghatározható a különféle átmérőjű huzalból és térköztartó tárcsából felépített négyhuzalos tápvonal várható hullámellenállása.

A kereskedelemben kapható szalagkábelt kedvezőtlen tulajdonságai miatt az amatőr-gyakorlatban csak kivételes esetben, pl. kitelepülésnél célszerű használni. Vitathatatlanul legjobb, de ugyanakkor a legköltségesebb tápvonal a koaxiális kábel. Ennek kedvező elektromos tulajdonságait már tárgyaltuk. Ehhez járul, hogy telepítése úgyszólván semmiféle problémát sem okoz: hálózati vezetékhez hasonlóan szerelhető fel bárhova. Ha a PVC-köpeny sértetlen, föld alatt is vezethető, mindössze arra kell ügyelni, hogy a nyomvonalban túlságosan éles törések ne legyenek, mert a belső ér helyzete a kábelharisnyához képest megváltozhat, ami a hullámellenállás értékének ingadozását okozhatja.

Az olyan koaxiális kábelek, amelyeknek belső ere sodort, többerű huzalból (ún. litzéből) készült, hajlékonyabb, mint a tömör rézhuzal-erű koaxiális kábel, azonban csillapítása is valamivel nagyobb. Ha a koaxiális kábel átázik, a nedvesség többé nem távolítható el, és a kábel használhatatlanná válik.

5.1.6. Nagyfrekvenciás tápvonalak jelölése

A nagyfrekvenciás tápvonalak jelölése a 78 IEC közlemény szerint:

Az első számjegy a tápvonal hullámellenállását jelenti Ω-ban.

A második számjegy *koaxiális kábelek* esetében a dielektrikum külső átmérőjét jelenti egész mm-re felkerekítve.

A harmadik számjegy egy jelzőszám a 96—2. IEC ajánlásnak megfelelően.

Példa. 60—10—3 típusú kábel esetén:
60 — a hullámellenállás 60 Ω;
10 — a dielektrikum átmérője 10 mm;
3 — az IEC szerinti jelzőszám.

Ha a koaxiális kábel külső védőköpenye a szokásos kivitelű PVC-köpenytől eltérő, akkor ezt a típusjelzés utáni pontot követő számjeggyel jelölik.
.0 — védőköpeny nélküli kivitel;
.3 — műanyag védőköpeny és fémharisnya;
.4 — műanyag védőköpeny fémharisnyával és műanyag külső köpennyel;
.40 — műanyag védőköpeny, külső árnyékoló harisnya és külső védőköpeny műanyagból.

Szimmetrikus tápvonal esetében az első számjegy szintén a hullámellenállást adja meg. Az ezt követő betűjelölés a keresztmetszet alakjára utal.
A — árnyékolatlan szimmetrikus tápvonal, ahol a szigetelés a két huzal között elvékonyodik;
B — árnyékolatlan szimmetrikus tápvonal, ahol a dielektrikum végig egyenletes vastagságú;
C — árnyékolatlan szimmetrikus tápvonal, tömlő alakú dielektrikummal;
D — árnyékolt szimmetrikus tápvonal.

A keresztmetszet alakjának jelölésére szolgáló betűt az árnyékolatlan szimmetrikus tápvonalak esetében számjegy követi, amely a két vezető közötti térközt adja meg, míg az árnyékolt szimmetrikus tápvonalak esetében a koaxiális kábelekhez hasonlóan a dielektrikum átmérőjét jelenti.

Ezután a IEC jelzőszám következik, továbbá a koaxiális kábelekhez hasonlóan a külső védelem jelölésére szolgáló számjegyek.

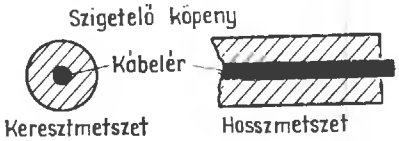
Példa. 300A7—1 típusú kábel esetén:
300 — a hullámellenállás 300 Ω;
A — árnyékolatlan szimmetrikus tápvonal, ahol a két huzal közötti szigetelőrész vékonyabb;
7 — a huzalok közötti térköz, kb. 7 mm;
1 — IEC jelzőszám.

5.1.7. Egyhuzalos tápvonal (Goubau-vezeték)

A nagyfrekvenciás energia nagyobb távolságú átvitele kis veszteséggel, az amatőr-gyakorlatban ez ideig eléggé mellőzött egyhuzalos tápvonallal is

megoldható. Ezt a tápvonalat *Goubau-vezetéknek* is nevezik, feltalálójának neve szerint.

A felszíni hullámvezetésen alapuló Goubau-vezeték meglepően egyszerű felépítésű: lényegében egy fémes vezetőből áll, amelyet egy többé-kevésbé vastag dielektrikum-réteg borít (5.16. ábra). A ve-

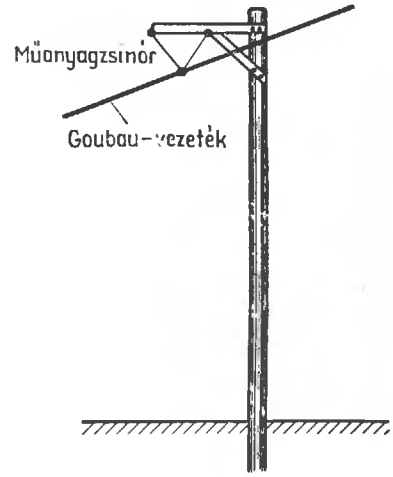


5.16. ábra. Egyhuzalos tápvonal (Goubau-vezeték)

zetéket körülvevő szigetelőanyag hatására az elektromágneses erőtér a vezető környezetében koncentrálódik. A nagyfrekvenciás hullám terjedési sebessége ugyanis a szigetelőanyagban kisebb, mint a környező levegőben, és így a vezetéket borító szigetelőréteg az elektromágneses teret mintegy „maga köré gyűjti". Magában a műanyag köpenyben az energiának csak kis hányada terjed tova, a zöme a vezetéket körülvevő térben áramlik. Az energia egy, a vezetéket koaxiálisan körülvevő hengeres légtérben terjed tova, amely hengernek sugara a tápvonal kivitelétől a fémes vezeték átmérőjétől, a műanyag köpeny átmérőjétől és dielektromos tulajdonságaitól függően $2...3\lambda$. Az energia mintegy 90%-a egy $0{,}7\lambda$ sugarú levegőhengerben áramlik. Mivel az energiaáramlás a környező levegőben gyakorlatilag sugárzásmentes folyamat, a Goubau-vezetéket rendkívül kicsiny csillapítás jellemzi. Az ilyen kis csillapítású energiaátvitelnek természetesen alapfeltétele, hogy a Goubau-vezeték közvetlen környezetében fémes vagy nagyobb tömegű dielektromos tárgyak ne legyenek. Ennek a levegőhengernek az átmérőjét — amelyben tehát az összenergiának több mint 90%-a áramlik — *határátmérőnek* nevezik.

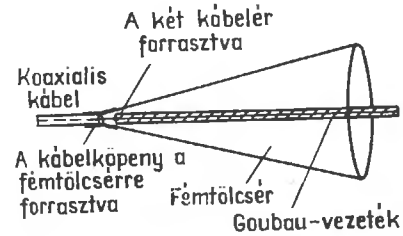
Goubau-vezetékeket lehetőleg egyenes nyomvonalban kell telepíteni; a megengedhető legnagyobb irányváltoztatás 20°-nál nem lehet nagyobb. Az 5.17. ábrán egy amatőr célokra egyszerűen megvalósítható rögzítési mód látható. A fából készített tartóoszlop tetején vízszintes keresztlécen V-alakban kifeszített műanyag zsinór (pl. egyerű horgászzsinór) rögzíti helyzetében a Goubau-vezetéket.

Minthogy a Goubau-vezeték aszimmetrikus rendszer, az adóhoz, illetve antennához való csatlakoztatását célszerű egy rövid koaxiális kábel segítségével megoldani. Ez az 5.18. ábrán látható módon egy féltölcsér közbeiktatásával valósítható meg. A koaxiális kábel harisnyáját a tölcsérhez forrasztjuk, az erét pedig a tölcsér legmélyén a Goubau-vezeték erével kötjük össze. Ha a tölcsér átmérője nem túl kicsiny, a csatlakozásnál csupán



5.17. ábra. Goubau-vezeték felfüggesztése

csekély veszteség lép fel. Különösen kedvező eredmény érhető el az olyan tölcsérrel, amelynek hossza 1λ és átmérője $\lambda/2$.

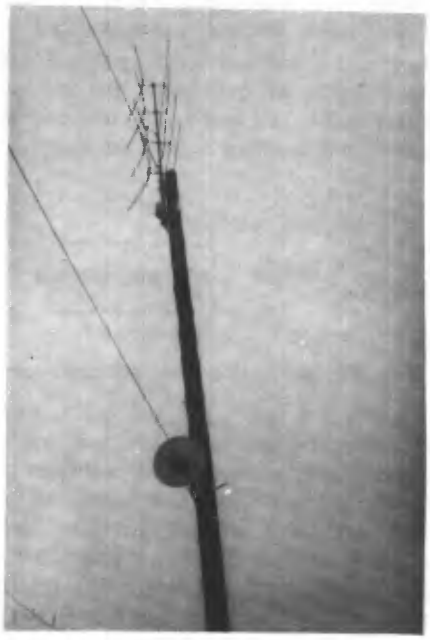


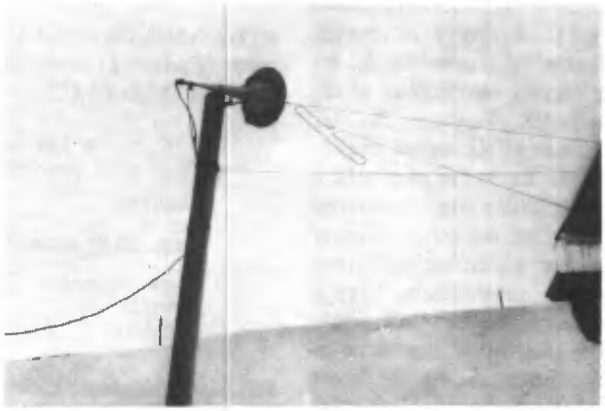
5.18. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatása Goubau-vezetékhez

Még kisebb veszteséggel csatlakoztatható az energiaforrás a Goubau-vezetékhez, ha exponenciális tölcsért alkalmazunk: az exponenciális tölcsér segítségével gyakorlatilag veszteségmentes illesztés érhető el (5.19. ábra).

Az 5.3. táblázatban különféle méretű Goubau-vezetékek és néhány egyéb tápvonaltípus csillapítási adatait foglaltuk össze: szembetűnő a Goubau-vezetékek nagyságrenddel kisebb vesztesége. Az NDK-ban két különböző típusú egyhuzalos tápvonalat gyártanak. A 2/5—9109.0 típust elsősorban normális időjárási igénybevételű helye-







5.19. ábra. Exponenciális tölcsérrel csatlakoztatott Goubau-vezeték

ken alkalmazzák, míg magas hegységben, ahol jegesedés és nagymértékű zúzmaraképződéssel lehet számolni, a 4/10—9111.0 típust kell alkalmazni. Az említett egyhuzalos tápvonalak műszaki adatait az 5.4. táblázat tartalmazza.

A megadott csillapítási értékek a csatolótölcsér figyelembevétele nélkül értendők. Nagyfokú nedvesség, illetve jegesedés vagy zúzmarásodás esetében a csillapítás természetesen növekszik. A tölcsérátmérő optimális értékét a gyártómű a határátmérő 68%-ának adja meg. Hegyvidékeken ma már számos Goubau-vezetékes tápvonal működik, a leghosszabb kb. 20 km hosszú. Elsősorban félreeső alpesi völgyekben fekvő falvak tv-ellátását biztosítják segítségükkel, azonban URH-adóktól telepített, magas tornyokban elhelyezett antennák táplálására is sikeresen alkalmazták. A decimétertechnika terjedésével jelentősége valószínűleg nőni fog, azonban az URH- és tv-amatőr számára is sok esetben előnyt jelenthet használata. Így pl. kedve-

5.3. táblázat. Különféle tápvonalak csillapításadatai

Tápvonal típusa	Csillapítás 200 MHz-nél
	Np/km
Goubau-vezetékek	
25 mm külső átmérő	0,25
10 mm külső átmérő	0,60
8 mm külső átmérő	0,70
5 mm külső átmérő	0,92
Koaxiális kábelek	
jó minőségű, légszigeteléses koaxiális kábel, 22 mm külső átmérő	4,3
jó minőségű, tömör szigetelésű koaxiális kábel	9...15
tv-szalagkábelek, árnyékolt szimmetrikus kéthuzalos tápvonalak	9...30

5.4. táblázat. NDK-gyártmányú Goubau-vezetékek műszaki adatai

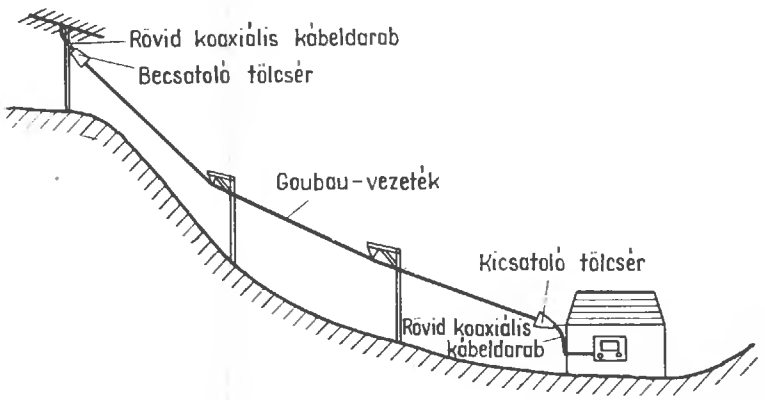
Típus	2/5—9109.0	4/10—9111.0
Belső ér	tömör rézhuzal, átmérő 2 mm	tömör rézhuzal, átmérő 4 mm
Szigetelő	polietilén, külső átmérő 5 mm	polietilén, külső átmérő 10 mm
Közepes csillapítás:		
150 MHz-nél	0,77 Np/km	0,50 Np/km
200 MHz-nél	0,95 Np/km	0,63 Np/km
250 MHz-nél	1,10 Np/km	0,76 Np/km
500 MHz-nél	2,00 Np/km	1,40 Np/km
Határátmérő:		
150 MHz-nél	2,3 m	2,1 m
200 MHz-nél	1,6 m	1,5 m
250 MHz-nél	1,3 m	1,3 m
500 MHz-nél	0,6 m	0,56 m

zőtlen mély völgykatlanban fekvő amatőr állomások esetén, viszonylag egyszerűen valósítható meg a Goubau-tápvonalas antennatáplálás, mint ez az 5.20. ábrán látható.

Egy különleges és érdekes alkalmazási területe a Goubau-vezetéknek a műantennakénti használata. Ha ugyanis egy legalább 20λ hosszúságú tápvonalat fokozatosan közelítünk valamilyen erősen veszteséges dielektrikumhoz, a felületi hullámok szinte tökéletesen elnyelődnek abban. Ilyen erősen veszteséges dielektrikum a beton, téglafal, kavics, agyag vagy humusz.

A Goubau-vezetékek szigetelőköpenye szinte kizárólag polietilénből készül. A fémes vezető és a köpeny külső átmérőjének aránya 1 : 2,5. A polietilén — mint ismeretes — tartós intenzív napsugárzás hatására veszít kedvező elektromos tulajdonságaiból, ezért rendszerint korommal pigmentálják. Minthogy a koromadalék is bizonyos fokú csillapítást okoz, legújabban csak a köpeny felszínét vonják be korommal, pigmentált polietilénnel, és így időálló és igen kis veszteségű tápvonal készíthető.

Tájékozódó kísérletekhez köpenyéből kibontott, megfelelő átmérőarányú koaxiális kábel is használható, ez esetben azonban rendszerint nagyobb szórt térrel és csillapítással kell számolni.



5.20. ábra. Goubau-vezetékes antenna-tápvonal

5.2. Nagyfrekvenciás tápvonalak fizikai tulajdonságai

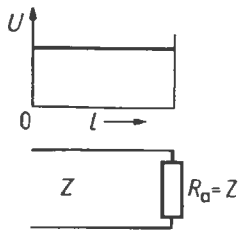
Az optimális teljesítményátvitel feltételei akkor vannak biztosítva, ha a generátor (pl. adóvégfokozat) R_i impedanciája megegyezik a fogyasztó (pl. antenna) R_a impedanciájával. Az energiaátvitelre szolgáló tápvonalat ugyancsak illeszteni kell; Z hullámellenállásának azonosnak kell lennie R_i-vel, illetve R_a-val:

$$R_i = Z = R_a. \qquad (5.14)$$

Ez esetben az átviteli veszteségek kizárólag a réz- és dielektromos veszteségre korlátozódnak.

5.2.1. Feszültségeloszlás a kéthuzalos tápvonal mentén

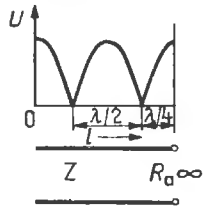
Ha valamely kéthuzalos tápvonalat olyan R_a terhelőellenállással zárunk le, amely a tápvonal Z hullámellenállásával azonos, a tápvonalon áramló egész teljesítmény a terhelőellenállásban használódik el. Ilyenkor a tápvonal minden pontján azonos feszültség (és azonos áramintenzitás) mérhető. Ezt az ún. illesztett állapotot az 5.21. ábrán tüntettük fel.



5.21. ábra. Feszültségeloszlás nagyfrekvenciás tápvonalon illesztett állapotban ($R_a = Z$)

Ha eltávolítjuk a lezáróellenállást, a nyitott végződés végtelen ellenállást fog jelenteni ($R_a = \infty$). Az adóból a tápvonal mentén végigfutó hullám nem „lát" fogyasztót, és ezért a tápvonal végén reflektálódva ismét visszafelé halad a kiindulási pont felé, vagyis a tápvonalon egy oda- és visszafutó hullám alakul ki. A véges hullámterjedési sebesség következtében az oda- és visszafelé haladó hullámok szuperponálódnak (lásd az 5.22. ábrát); az l hosszúságú tápvonalon feszültség, illetve áram-maximumok keletkeznek.

Mint az 5.22. ábrán látható, a nyitott tápvonal-végződésen mindig feszültségmaximum mérhető. Az árameloszlásra hasonló elgondolások érvénye-



5.22. ábra. Feszültségeloszlás nyitott nagyfrekvenciás tápvonalon ($R_a = \infty$)

sek: minthogy a nyitott tápvonalvégződésnél áram nem folyhat, ezért ott áramminimum van, vagyis feszültségmaximum helyén áramminimum van és fordítva. Mivel hullámmozgásról van szó, azt mondjuk, hogy az áram és a feszültség 90°-os fázis-eltolásban van egymáshoz képest: a szinuszos eloszlásnak megfelelően $\lambda/4$ távolságban feszültség- és árammaximumok váltják egymást. Az áram- és feszültségeloszlásnak ezt a vezeték menti, periodikus ismétlődését *állóhullámoknak* nevezzük.

A tápvonalon mindig akkor keletkeznek állóhullámok, ha a visszavert hullámok vannak a tápvonalon. Ilyenkor a tápvonal bármely pontján mérhető feszültség az oda- és visszahaladó hullámok feszültségeinek vektoriális összegével egyenlő. Ez a vektoriális ábrázolás az elektromágneses hullámok terjedésének időbeli lefutásán alapszik. A haladó és reflektált hullámok haladási sebességtől függő fázisviszonyainak megfelelően az állóhullámra jellemző áram- és feszültségeloszlás alakul ki. Ilyenkor a tápvonal bármely pontján mérhető impedancia a feszültség és áram hányadosával lesz egyenlő.

Valamely tápvonal állóhullámos mivolta az *állóhullám-aránnyal* (angol neve: Standig Wave Ratio = SWR) vagy *hullámossági tényezővel* (s) jellemezhető. Ez a tápvonal mentén fellépő legnagyobb és legkisebb feszültség hányadosa, vagyis s mindig egyenlő vagy nagyobb, mint 1:

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}} \geqq 1. \qquad (5.15)$$

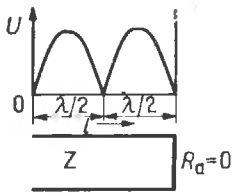
Illesztés esetében a tápvonalon csak egyirányban haladó hullám van, mivel az R_a lezáróellenálláson nem lép fel reflexió. Ezért a tápvonalon állóhullámok nem alakulnak ki, és a hullámossági tényező $s = 1$.

Az *s* hullámossági tényező reciproka az *m illesztési tényező:*

$$m = \frac{U_{min}}{U_{max}}; \qquad (5.16)$$

m egyenlő vagy kisebb, mint 1.

Ha a tápvonalat rövidrezárjuk, a fentihez hasonló helyzet alakul ki, csupán a feszültségmaximumok és nullahelyek $\lambda/4$-gyel eltolódnak, mivel a rövidzáron ($R_a = 0$) nem léphet fel feszültség. A viszonyokat az 5.23. ábra szemlélteti.



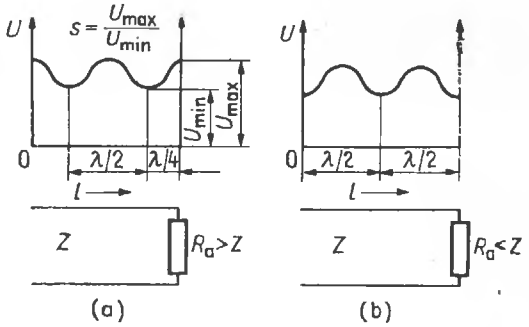
5.23. ábra. Feszültségeloszlás rövidrezárt nagyfrekvenciás tápvonalon ($R_a = 0$)

Az üresjárat és rövidzárlat a tápvonal lezárásának két szélsőséges esete: arról ismerhetők fel, hogy a feszültségeloszlásnak a vezeték mentén mindkét esetben kifejezett nullahelyei vannak.

Vizsgáljuk meg, hogy milyen feszültségeloszlás alakul ki abban az esetben, ha R_a lezáróellenállás nem nulla (rövidzárlat), de végtelen (üresjárat) sem. Az 5.24.(a) ábrán azt a helyzetet tüntettük fel, amikor R_a lezáróellenállás nagyobb, mint a tápvonal Z hullámellenállása. Minthogy a terhelőellenállás a teljesítmény kisebb-nagyobb hányadát felemészti, a reflexió nem lesz teljes, az összteljesítménynek csupán „felesleges" része, vagyis amit a helytelen illesztés következtében R_a nem tud felemészteni ($R_a > Z$), verődik vissza a bemenetre és hoz létre állóhullámokat. A feszültségmaximum és -minimum aránya, vagyis a hullámosság lényegesen kisebb, mint rövidzár vagy üresjárat esetében, továbbá a feszültségeloszlásnak nincsenek nullahelyei.

Az 5.24.(b) ábrán az $R_a < Z$ esetében kialakuló viszonyokat tüntettük fel. A tápvonal végén feszültségminimum lép fel, míg az 5.24.(a) ábránál, ahol $R_a > Z$ volt, feszültségmaximumot kaptunk. A visszavert hányadot az *r reflexiós tényező* adja meg, melynek értéke az alábbiak szerint számítható:

$$r = \frac{\frac{R_a}{Z} - 1}{\frac{R_a}{Z} + 1}, \qquad (5.17)$$



5.24. ábra. Feszültségeloszlás helytelenül illesztett nagyfrekvenciás tápvonalon:
(a) $R_a > Z$; (b) $R_a < Z$

vagy

$$r = \frac{R_a - Z}{R_a + Z}, \qquad (5.18)$$

ahol Z a tápvonal hullámellenállása és R_a a lezáróellenállás.

Amennyiben R_a lezáróellenállás tisztán rezisztív, vagyis nincs meddő tagja, az *r* nem komplex, hanem valós; pozitív eredményt kapunk, ha R_a nagyobb, mint Z és negatívot, ha R_a kisebb, mint Z,

Példa. Egy $Z = 240\ \Omega$ hullámellenállású tápvonal egy olyan antennához csatlakozik, amelynek valós talpponti ellenállása $R_a = 480\ \Omega$. Az *r* reflexiós tényező az (5.17) összefüggés alapján:

$$r = \frac{\frac{480}{240} - 1}{\frac{480}{240} + 1} = \frac{2-1}{2+1} = \frac{1}{3} \approx +0{,}33.$$

A visszavert hullám amplitúdója tehát mintegy $^1/_3$-a az odafelé haladó hulláménak és polaritásuk megegyezik (+ előjel, $R_a > Z$).

Ha ugyanezt a tápvonalat $R_a = 60\ \Omega$-os ellenállással zárjuk le, a reflexiós tényező:

$$r = \frac{\frac{60}{240} - 1}{\frac{60}{240} + 0} = \frac{0{,}25 - 1}{0{,}25 + 1} = \frac{-0{,}75}{1{,}25} = \frac{-3}{5} = -0{,}6.$$

Ez esetben a visszafelé haladó hullám amplitúdója $^3/_5$-e az odafelé haladó hulláménak és mivel az előjel negatív, fordított polaritású.

Végül vizsgáljuk meg a helyes illesztés esetét, vagyis amikor $R_a = Z = 240\ \Omega$. Ekkor

$$r = \frac{\frac{240}{240} - 1}{\frac{240}{240} + 1} = \frac{1-1}{1+1} = \frac{0}{2} = 0.$$

A 0 reflexiós tényező arra utal, hogy nincsenek visszavert hullámok, vagyis az állóhullám-arány 1,00. A dimenzió nélküli m, r és s tényezők között tehát az alábbi összefüggések állnak fenn:

$$s=\frac{1+r}{1-r}, \tag{5.19}$$

továbbá

$$m=\frac{1-r}{1+r} \tag{5.20}$$

és

$$r=\frac{1-m}{1+m}. \tag{5.21}$$

Ha $R_a<Z$, akkor

$$s=\frac{Z}{R} \tag{5.22}$$

és

$$m=\frac{R_a}{Z}. \tag{5.23}$$

Ha azonban $R_a>Z$, akkor

$$s=\frac{R_a}{Z} \tag{5.24}$$

és

$$m=\frac{Z}{R}. \tag{5.25}$$

Ha a tápvonalakat ideális meddőellenállással zárjuk le, pl. kapacitással vagy induktivitással, akkor az üresjárathoz, illetve a rövidzárlathoz hasonló feszültségeloszlás alakul ki, minthogy a meddőellenállás nem vesz fel teljesítményt. A hullám visszaverődik, azonban a minimum—maximum görbe a vonal mentén olyan értelemben tolódik el, hogy a tápvonal végén kialakuló feszültségamplitúdó a kapacitáson, illetve induktivitáson eső feszültségnek feleljen meg.

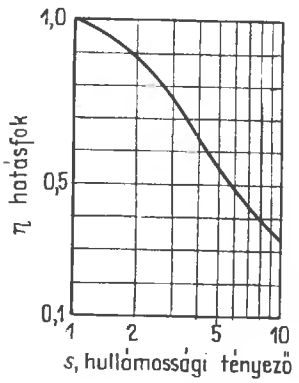
A valóságban a generátor (adó-) és fogyasztó (antenna-) ellenállása rendszerint tartalmaz kisebb-nagyobb meddő hányadot. A meddő hányadot X-szel szokás jelölni; ha előjelük pozitív, akkor induktív meddő tagról van szó (X_L), míg negatív előjel esetében a meddő tag kapacitív (X_C). A meddő tagok az illesztést lerontják, mivel kisebb-nagyobb reflexiót okoznak, ezzel a teljesítményátvitel hatásfoka romlik. Adó-végfokozatok kapacitív vagy induktív meddő hányadai megfelelő hangolóelemekkel kiküszöbölhetők. Antennák talpponti ellenállása akkor tartalmaz meddő tagot, ha az antenna nincs rezonanciában a gerjesztő frekvenciával. Ez esetben az antenna hosszának változtatásával rezonanciába hozzuk, vagy ha ez mechanikai vagy egyéb okból nem lehetséges, a fölös kapacitív reaktanciát induktivitással kompenzáljuk vagy fordítva. Tökéletes illesztés csak akkor érhető el, ha minden meddő hányadot kiküszöböltünk vagy kompenzáltunk.

5.2.2. Állóhullámok és káros sugárzás okozta veszteségek

A hullámosság növekedésével a tápvonal veszteségei is nőnek; ezek az 5.1.4. pontban tárgyalt csillapításhoz hozzáadódnak. A helytelen illesztés következtében fellépő veszteség az s hullámossági tényezőből számítható az (5.15) összefüggés alapján. A hullámosság okozta veszteség decibelben:

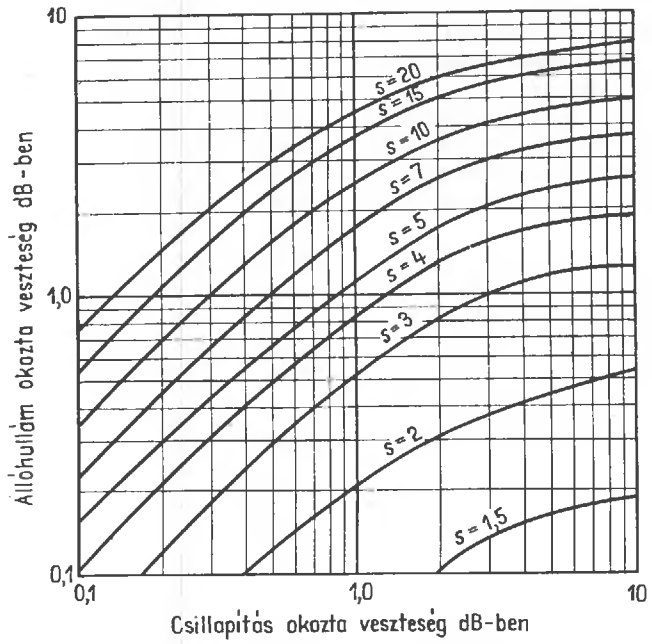
$$10\lg\frac{(1+s)^2}{4s}. \tag{5.26}$$

Kismértékű illesztetlenség esetében a veszteség olyan csekély, hogy gyakorlatilag nem esik latba. Mint ez az 5.25. ábrán feltüntetett diagramból látható, az $s=1{,}5$-es állóhullámnál a teljesítményátvitel hatásfoka hozzávetőleg 95%.



5.25. ábra. A teljesítményátvitel hatásfokának változása a generátor és fogyasztó közötti illesztetlenség függvényében

Az 5.26. ábra segítségével a helytelenül illesztett tápvonalon fellépő összes veszteség határozható meg decibelben. Ehhez először meghatározzuk a tökéletes illesztésnél is fellépő veszteséget; ez az alkalmazott tápvonal műszaki adataiban feltüntetett frekvenciafüggő csillapítási érték segítségével lehetséges. Ezután az 5.26. ábra diagramjának vízszintes rendezőjén megkeressük az így kiszámított csillapításnak megfelelő decibelpontot. Erre a pontra merőlegest képezve megkeressük azt a görbét, amely a tápvonal állóhullám-arányának felel



5.26. ábra. Diagram nagyfrekvenciás tápvonal illesztetlensége következtében fellépő veszteség meghatározására

meg. A függőleges és a görbe metszéspontját vízszintesen kivetítve a függőleges rendezőre, az illesztetlenség okozta további veszteség decibelben közvetlenül leolvasható.

Példa. Egy adóantennát 20 m-es koaxiális kábelen keresztül táplálunk. A tápvonal-adatlap szerinti csillapítása az üzemi frekvencián 10 Np/km. A helytelen illesztés következtében az állóhullám-arány $s=3$. Mekkora a decibelben kifejezett összes veszteség?
A 20 m hosszú vezeték csillapítása

$$10 \cdot \frac{20}{1000} = 0{,}2 \text{ Np.}$$

Mivel 1 Np = 8,686 dB,

$$0{,}2 \text{ Np} = 8{,}686 \cdot 0{,}2 = 1{,}75 \text{ dB,}$$

vagyis tökéletes illesztésnél fellépő, kizárólag csillapítás okozta veszteség 1,75 dB.

Az 5.26. ábra diagramjáról leolvasható, hogy az 1,75 dB csillapítás (vízszintes tengely) és $s=3$ állóhullám-arány esetében további 0,75 dB (függőleges tengely) hullámosság okozta veszteséggel kell számolni. Az összes kábelveszteség tehát

$$1{,}75 + 0{,}75 = 2{,}5 \text{ dB.}$$

Az 5.25. ábrával meghatározhatjuk az eredő teljesítményátvitel hatásfokát is: 2,5 dB kábelcsillapítás esetében az antenna által lesugárzott teljesítmény már csak mintegy 55%-a az eredetinek.

Nagyfrekvenciás tápvonalak hajlamosak arra, hogy maguk is antennaként viselkedjenek; a környezetükbe lesugárzott teljesítmény azonban a nagytávolságú jelátvitel szempontjából gyakorlatilag teljesen elvész. Emellett az antenna erőterére szuperponálódva nemkívánatos jelleggörbe-torzulásokat és további veszteségeket okozhatnak. Ezenkívül — mint már említettük — egy sugárzó tápvonal kellemetlen rádió- és tv-vételi zavarok forrása szokott lenni.

A tápvonalak nemkívánatos sugárzása az illesztetlenség mértékétől függ: az állóhullám-aránnyal nő. Bizonyos mértékben azonban a tökéletesen illesztett tápvonal is sugározhat.

A kéthuzalos tápvonal földszimmetrikus, az egyes erek keresztmetszete is azonos, ezért a két érben folyó áram intenzitása megegyezik, csupán irányuk ellentétes. Ennek megfelelően az általuk gerjesztett mágneses terek is ellentétes irányúak. A két azonos, de ellentétes irányú mágneses tér kioltaná egymást, ha a párhuzamos tápvonal két eré-

nek térbeli helyzete is azonos lenne; ez azonban gyakorlatilag nem valósítható meg. A két ér közötti kisebb-nagyobb térköz miatt a mágneses tér kölcsönös kioltása nem tökéletes.

A kéthuzalos tápvonal fentvázolt módon fellépő káros veszteségi sugárzása az üzemi frekvenciája és a tápvonal-erek térközének négyzetével nő. Ebből következik, hogy növekvő frekvenciával a térköz csökkentendő.

A sugárzási veszteséget figyelembe vevő optimális tápvonal-elhelyezés követendő szempontjaira, továbbá a telepítés egyéb gyakorlati vonatkozásaira az 5.1.5. pontban már kitértünk.

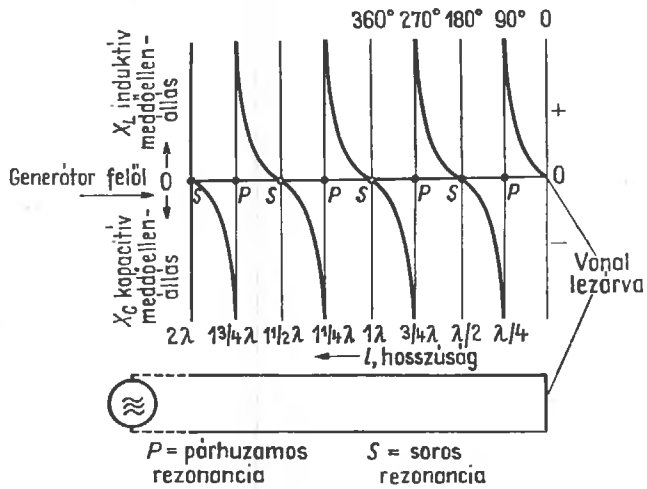
Sugárzási veszteség vonatkozásában a koaxiális kábeleknek kedvezőbb tulajdonságai vannak, minthogy tengelyszimmetrikus felépítésük miatt sugárzás gyakorlatilag nem lép fel. Bizonyos esetekben azonban ún. köpenyhullámok léphetnek fel. Ezek a kábelt burkoló fémszövedéken kialakuló kompenzációs áramok következtében jönnek létre, hatásukra a kábelköpeny sugároz.

Köpenyhullámok jelentkezhetnek aszimmetrikus terhelés esetében is, amikor pl. szimmetrikus antennarendszert közvetlenül aszimmetrikus koaxiális kábellel táplálunk, vagy amikor a kábel + antenna együttes a gerjesztőfrekvenciával valamilyen rezonanciában van (pl. felharmonikus rezonancia). Ilyen esetben a kábel hosszának változtatásával segíthetünk a bajon.

5.2.3. A kéthuzalos tápvonal mint hangolóelem

Mint láttuk, a Z hullámellenállásának megfelelő impedanciával le nem zárt tápvonalon állóhullámok alakulnak ki: a tápvonalon fázisban eltolt áram- és feszültségmaximumok ismétlődnek periodikusan. Ezért a tápvonal minden egyes pontján a feszültség és áram viszonyából egy impedanciaérték számítható. Mivel az áram és feszültség között fáziskülönbség van, az így számított ellenállás tiszta rezisztencia mellett reaktanciát is tartalmaz. Ennek jellege a fáziseltolás irányától függően induktív (X_L), vagy kapacitív (X_C).

Az 5.27. ábrán rövidrezárt kéthuzalos tápvonal impedanciaváltozását tüntettük fel a hullámhosszban kifejezett vonalhossz függvényében. Az ábrán a 0-vonal felett a pozitív (+) tartományban az induktív rész, a negatív (—) tartományban a kapacitív reaktanciák vannak. Ha a tápvonal rövidrezárt vége felől indulunk el, a reaktancia az induktív tartományban növekszik, majd $\lambda/4$ távolságban elvileg végtelenig nő. Minthogy ugyanabban a pontban a másik — tehát negatív — tartományban egy azonos nagyságrendű kapacitív reaktancia is fellép, ezért az impedancia sem induktív, sem kapacitív, hanem tisztán rezisztív. Ezt úgy is értelmezhetjük, hogy a rövidzártól $\lambda/4$ távolságban X_L induktív reaktencia és egy azonos nagyságú X_C ka-



5.27. ábra. Rövidrezárt kéthuzalos tápvonal impedanciaváltozása a λ hullámhosszban kifejezett l vonalhossz mentén

pacitív reaktancia van párhuzamosan kapcsolva. Mint ismeretes, ez a kombináció a párhuzamos rezgőkörben is megtalálható; ennek megfelelően a rövidrezárt negyedhullámú tápvonal a párhuzamos rezgőkör valamennyi tulajdonságával rendelkezik.

A $\lambda/4$ és $\lambda/2$ közötti szakaszon a kapacitív reaktancia ismét csökken és $\lambda/2$ távolságban metszi a 0-vonalat: ekkor tisztán rezisztív és elméletileg nulla. A rövidrezárt félhullámú tápvonal tulajdonságai a soros rezgőkörével egyeznek meg.

Megjegyzendő, hogy a fenti gondolati szembeállítás csak az ideális, *veszteségmentes* állapotra vonatkozik, mint ahogy csupán a veszteségmentes soros rezgőkör ellenállása nulla, és a párhuzamos rezgőkör impedanciája is csak akkor végtelen, ha a rezgőkör veszteségmentes.

Az impedancia változása a fent vázolt sorrendben periodikusan ismétlődik; vagyis a rövidrezárt kéthuzalos tápvonal a λ hullámhosszra vonatkoztatott méretétől függően mint kapacitás, induktivitás, soros vagy párhuzamos rezgőkör szerepét töltheti be.

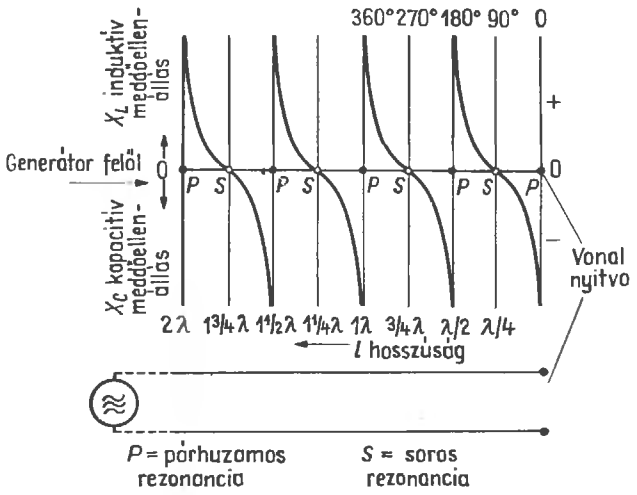
Hasonlóan viselkedik a végén nyitott kéthuzalos tápvonal. Mint az 5.28. ábrán látható, az impedanciaviszonyok a rövidrezárt állapothoz képest 90°-kal el vannak tolva. A tápvonal nyitott végén közel végtelen kapacitív impedancia mérhető és ez $\lambda/4$ távolságban zérussá válik. Itt a tápvonal soros rezgőkörnek felel meg (az impedancia tisztán rezisztív). $\lambda/4$ és $\lambda/2$ között a reaktancia induktív jellegű, $\lambda/2$ távolságban párhuzamos rezonancia lép fel stb.

Kapcsolási elemként (induktivitás, kapacitás vagy rezgőkör) alkalmazott tápvonalak hossza általában kisebb vagy egyenlő $\lambda/4$; ezzel ugyanis bármelyik kívánt variáció megvalósítható. Ha pl. induktivitásra van szükségünk, rövidrezárt tápvonalat veszünk, amelynek hossza kisebb, mint $\lambda/4$. Ugyanez a darab kapacitásként használható, ha a rövidzárt eltávolítjuk. Ha a tápvonal elektromos hossza pontosan $\lambda/4$, rövidrezárt állapotban párhuzamos rezgőkör, míg nyitottan soros rezgőkörré alakul. A nyitott és rövidrezárt kéthuzalos tápvonalak hangolási viszonyait az 5.29. ábrán foglaltuk össze. Az ilyen tápvonalszakaszok az amatőr gyakorlatban igen sokféleképpen alkalmazhatók. Mint később látjuk, segítségükkel reaktanciák kompenzálhatók, impedancia transzformálható stb.

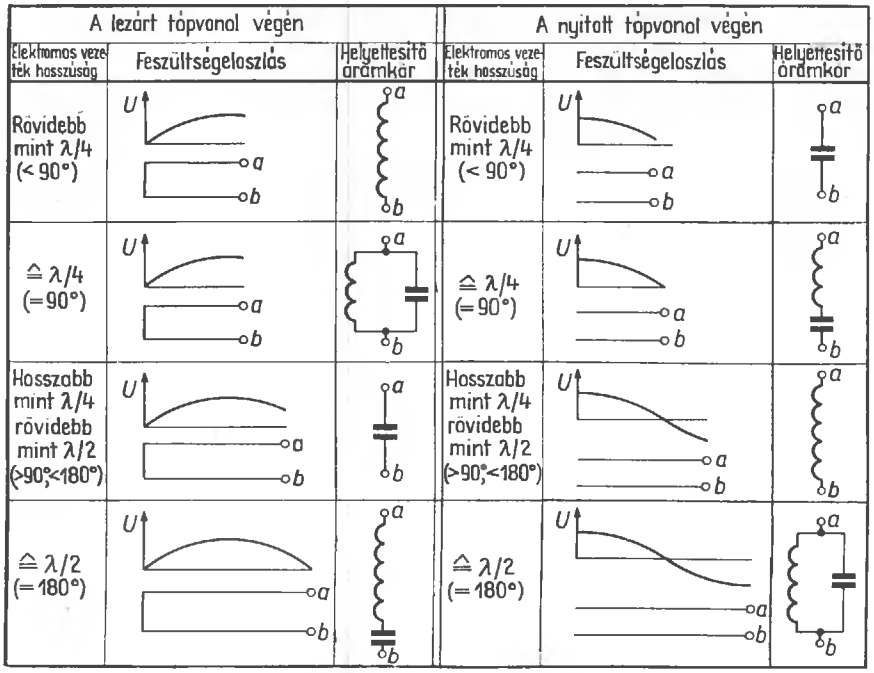
Ha egy tápvonaldarabot reaktanciaként használunk, a reaktancia értéke a tápvonal l hosszától és Z hullámellenállástól fog függni. Ha feltételezzük, hogy a tápvonal veszteségmentes, vagy legalábbis gyakorlatilag elhanyagolhatóan kicsiny a veszteség, akkor a $\lambda/4$-nél hosszabb rövidrezárt tápvonal induktív reaktanciája:

$$X_L = Z \operatorname{tg} l, \qquad (5.27)$$

ahol l a tápvonalhossz fázisszögben kifejezve helyettesítendő be (lásd az 1.1. ábrát).



5.28. ábra. Nyitott kéthuzalos tápvonal impedanciaváltozása a λ hullámhosszban kifejezett l vonalhossz mentén

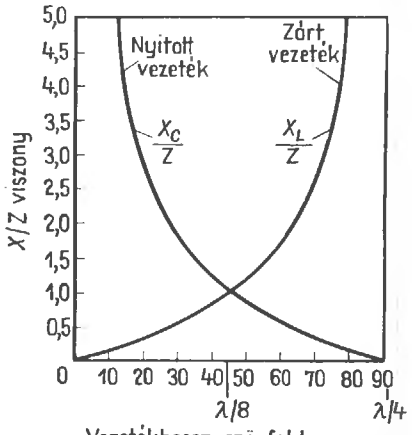


5.29. ábra. $\lambda/2$ hosszú és ennél rövidebb, rövidrezárt és nyitott nagyfrekvenciás tápvonalak hangolási viszonyai

A fenti összefüggésből még egy fontos következtetés vonható le: minthogy tg 45° = 1, ezért a tápvonal rövidrezárt végétől 45°-ra ($=\lambda/8$) X_L mindig a tápvonal Z hullámellenállásával lesz azonos.

A fentiekhez hasonlóan a $\lambda/4$-nél hosszabb nyitott tápvonal X_C kapacitív reaktanciája

$$X_C = Z \operatorname{ctg} l. \qquad (5.28)$$



5.30. ábra. A $\lambda/4$-nél rövidebb nyitott és rövidrezárt impedanciaviszonyainak változása a Z hullámellenállás és a fokokban kifejezett vonalhossz függvényében

Minthogy ctg 45° = 1, a nyitott tápvonal végződésétől $\lambda/8$ távolságban X_C ugyancsak Z-vel lesz azonos.

Az (5.27) és (5.28) összefüggések alapján készített diagram segítségével (5.30. ábra) $\lambda/4$-nél hosszabb tápvonalak impedanciaviszonyai egyszerűen és gyorsan határozhatók meg. Az ábrán fázisszögben kifejezett elektromos hossz függvényében a X_Z viszonyt tüntettük fel. Az X_C/Z a nyitott és az X_L/Z görbe a zárt tápvonalra vonatkozik.

Példa. Egy $Z = 400\ \Omega$ hullámellenállású tápvonaldarab elektromos hossza $\lambda/12 = 30°$. Meghatározandó az X_L induktív ellenállás.

A vízszintes rendezőn a 30°-os ponton merőlegest emelünk; a merőleges és X_L/Z görbe metszéspontját kivetítjük a függőleges rendezőre, ahol az X/Z viszony leolvasható: ≈0,6.

Ebből

$$X_L = 400 \cdot 0{,}6 = 240\ \Omega.$$

Ha a fenti tápvonal nyitott, a kapacitív reaktancia hasonlóképpen határozható meg; az X_C/L görbe metszéspontját kivetítve $X/Z = 1{,}75$ és ebből

$$X_C = 400 \cdot 1{,}75 = 70\ \Omega.$$

A görbék természetesen fordított irányban is használhatók. Ha pl. adott impedanciájú tápvonaldarabra van szükségünk, előbb kiszámítjuk az

X/Z arányt és megkeressük a függőleges rendezőn. Ezután vízszintesen kivetítjük a megfelelő görbére. A metszéspontot a vízszintes rendezőre vetítve, megkapjuk a tápvonaldarab hosszát.

Az induktív és kapacitív reaktanciáknak megfelelő induktivitások és kapacitások frekvenciafüggők. Értékük az alábbi ismert összefüggések segítségével számítható vagy nomogramokból közvetlenül meghatározható:

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \tag{5.29}$$

és

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}. \tag{5.30}$$

5.3. A táplálás módjai

Mivel az antennát célszerű minél magasabbra és zavaró tárgyaktól távol telepíteni, az adó, illetve vevő és antenna közé rendszerint hosszabb-rövidebb energiaszállító tápvonalat kell iktatni. A tápvonalat csak kivételes esetekben mellőzhetjük, mint pl. rókavevőknél, kis hordozható adóvevőknél stb. Az amatőr-gyakorlatban a *hangolt* és az *illesztett tápvonalon* keresztüli antennatáplálási mód terjedt el. Egyes esetekben a kettő kombinációja is alkalmazható, ilyenkor *vegyes táplálásról* beszélünk.

5.3.1. Az illesztett tápvonal

Ha egy tápvonalnál az (5.14) képlet szerint impedanciaillesztés feltétele biztosítva van, a feszültség- és árameloszlás az 5.21. ábra szerint fog alakulni. Mivel egyetlen ponton sem alakul ki állóhullám, az illesztett tápvonal hossza tetszőleges lehet. Ilyenkor — legalábbis koaxiális kábeleknél — csupán az elkerülhetetlen frekvenciafüggő tápvonalcsillapítás lép fel (lásd az 5.1.4. pontot). Árnyékolatlan szimmetrikus kéthuzalos tápvonalaknál még az 5.2.2. pontban tárgyalt sugárzási veszteség is hozzájárul. Összehasonlítható körülmények között a szabatosan illesztett tápvonal biztosítja a legveszteségmentesebb energiaátvitelt.

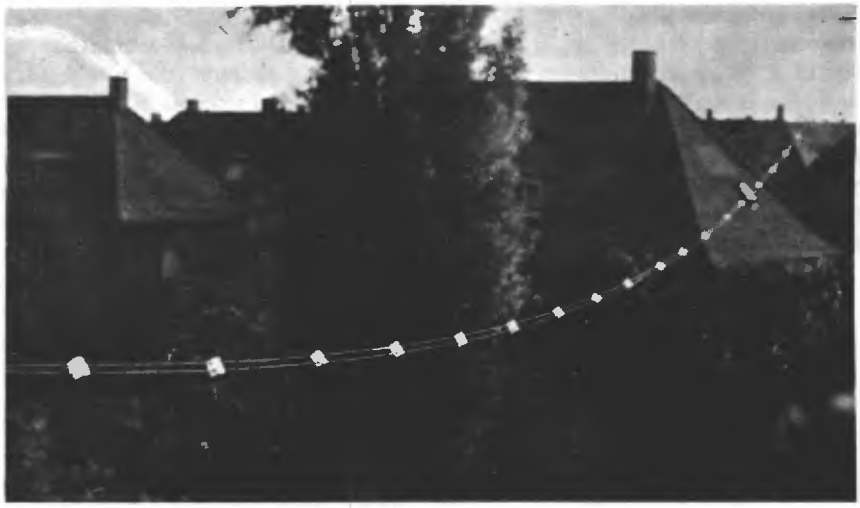
Az illesztett tápvonalon terjedő hullámokat *haladóhullámoknak* is nevezik. Az amatőr-gyakorlatban ezért ezeket haladóhullámú tápvonalnak is szokás nevezni. Mivel az illesztési hibák a legritkább esetben kerülhetők el teljesen, a tápvonalon *pszeudo-haladóhullámok* alakulnak ki. Ezek olyan haladóhullámok, amelyekre kisebb-nagyobb állóhullámok szuperponálódnak kb. az 5.24. ábra szerint. Az amatőr-gyakorlatban az $s = 2$ állóhullámarány még elfogadható.

A tápvonal illesztési hibái, amelyeket az adóvégfokozat, illetőleg a vevő-bemenet okozhatnak, viszonylag könnyen kiküszöbölhetők. A korszerű amatőr adóberendezésekben olyan könnyen hozzáférhető hangoló- és csatolóelemek találhatók, amelyeknek segítségével optimális impedanciaillesztés elvégezhető. Esetleg fellépő meddő tagok az adó kimeneti körének pontos rezonanciára hangolásával szüntethetők meg. A tápvonal csatlakoztatásának különféle módozatait a 8. fejezetben tárgyaljuk.

Nehezebb vagy legalábbis kényelmetlenebb azokat az illesztési hibákat kompenzálni, amelyek a rendszerint nehezen megközelíthető antenna-betáplálási pontnál lépnek fel. Az ilyen illesztési hiba a tápvonal adó felőli végén semmiféle beavatkozással nem szüntethető meg; a hullámosság a tápvonalról nem tüntethető el; ez csak a hiba forrásánál, az antennánál lehetséges. Ez a 6. fejezetben tárgyalandó illesztő és transzformáló tagok segítségével oldható meg. Az impedanciaillesztés csak akkor kifogástalan, ha az esetleges induktív vagy kapacitív meddő tagot is kompenzáljuk. Ilyenek akkor lépnek fel, ha az antenna rezonanciafrekvenciája nem azonos a gerjesztőfrekvenciával. A meddő hányad kompenzálásáról ugyancsak a 6. fejezetben lesz részletesebben szó.

Illesztett tápvonalként bármely kivitelű kéthuzalos típus számításba jöhet, még a házilag készült, de meghatározott hullámellenállású „macskalétra" is. A legkedvezőbb eredmények koaxiális kábellel érhetők el, bár ezek szimmetrikus antennához (pl. dipólushoz) csak szimmetrizáló transzformátor (lásd a 7. fejezetet) közbeiktatásával csatlakoztathatók.

Az ultrarövid- és deciméter-hullámtartományban kizárólag illesztett tápvonalak használatosak. Egy sávon üzemelő antennákat még a rövidhullámú tartományban is illesztett tápvonallal célszerű gerjeszteni. Az olyan antennáknál, amelyeket felharmonikus rezonátorként többsávos üzemben is használunk, az illesztett tápvonalak csak feltételesen alkalmazhatók. Ennek oka, hogy a felharmonikusan gerjesztett antennák talpponti impedanciája és rezonanciaviszonyai változnak, ezért tökéletes illesztés mindig csak egy sávon érhető el;

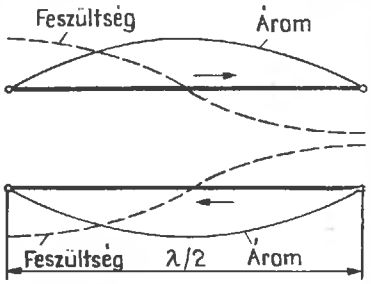


5.31. ábra. Kéthuzalos tápvonal, $Z = 300\ \Omega$

a többi sávon szükségszerűen kisebb-nagyobb illesztetlenség és meddő tagok lépnek fel. A megoldás módozataira az 5.3.3. pontban fogunk visszatérni. Az 5.31. ábrán egy házilag készült 300 Ω hullámellenállású tápvonal képe látható.

5.3.2. A hangolt tápvonal

Az 5.2.3. pontban bemutattuk, hogy a tápvonal hogyan használható hangolóelemként. Mint az 5.27., 5.28. és 5.29. ábrákból látható, a hangolt tápvonal impedanciája minden áram- és feszültségcsomópontnál valóssá válik. Mint tudjuk, az áram- és feszültségcsomópontok mindig $\lambda/4$ távolságban ismétlődve alakulnak ki. Ezért egy tápvonal akkor tekintendő *hangoltnak*, ha hossza $\lambda/4$ vagy annak egész számú többszöröse ($2\times\lambda/4$, $3\times\lambda/4$ stb.), noha az ilyen hangolt tápvonalon állóhullámok vannak, bemeneti és kimeneti impedanciája mégis valós, vagyis tisztán rezisztív.

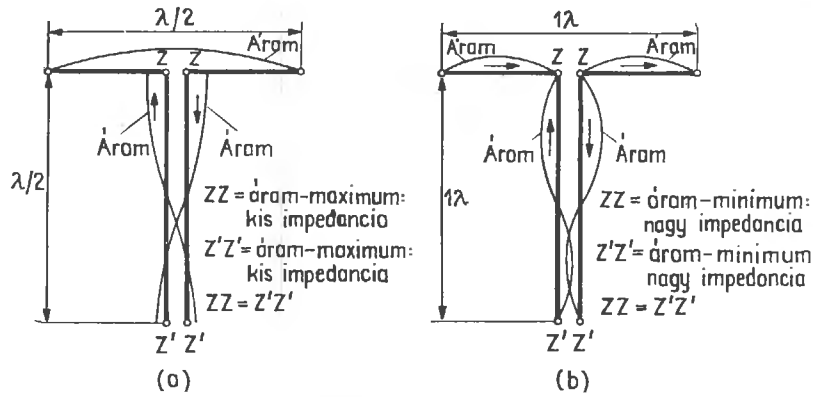


5.32. ábra. Állóhullámok az elektromosan $\lambda/2$ hosszú kéthuzalos tapvonalon

Az 5.32. ábrán egy elektromosan $\lambda/2$ hosszúságú hangolt kéthuzalos tápvonalon fellépő áram- és feszültségeloszlást tüntettünk fel. A két nyíl arra utal, hogy a vonal két szárában folyó áram iránya ellentétes. Ez egyébként az árameloszlási görbe helyzetéből is következik. Mint már említettük, az ellentétes áramirány következtében a mágneses erőterek is kioltják egymást, ezért a tápvonal alig sugároz. A sugárzás annál kisebb, minél kisebb az üzemi frekvencia és a huzalköz. Minthogy a kisebb huzalköz szükségszerűen kisebb hullámellenállást jelent, általánosságban kimondhatjuk, hogy azonos frekvencián kisebb hullámellenállású tápvonal kevésbé sugároz (kisebb a sugárzási veszteség), mint a nagyobb hullámellenállású tápvonal.

Az 5.32. ábrából az is látható, hogy a félhullámú tápvonal ki- és bemenetén azonos impedanciaviszonyok uralkodnak, mert az áram és feszültség viszonya mindkét esetben azonos. Az a körülmény, hogy a feszültség 180°-kal fázisban el van tolva, fenti meggondolásaink szempontjából érdektelen. A gyakorlat számára az alábbi szabály foglalható össze: *Egy hangolt tápvonal, amelynek az elektromos hossza az üzemi frekvencia hullámhosszának fele vagy annak egészszámú többszöröse* ($2\cdot\lambda/2$; $3\cdot\lambda/2$ stb.), *annak mindkét végén azonos áram—feszültség viszony uralkodik. Ezért az antenna talpponti impedanciája 1 : 1 arányban jelenik meg a tápvonal végén.*

Ez azt jelenti, hogy az antenna illesztése céljából magán az antennán semmilyen módosítást nem kell végrehajtani, mert a talppont impedancia-



5.33. ábra. Hangolt tápvonallal gerjesztett dipólus:
(a) hangolt λ/2 hosszú tápvonal, a *ZZ* bemeneti ellenállás a tápvonal alsó végén mint azonos *Z'Z'* ellenállás is jelenik meg; (b) ugyanaz a dipólus, de kétszeres frekvencián gerjesztve: az eredetileg félhullámú dipólus teljeshullámúvá alakul át; a tápvonal hossza 1λ, *Z'Z'* szintén azonos *ZZ*-vel

értékétől függetlenül a tápvonal adó felőli végén megjelenik. Itt pedig viszonylag egyszerűen illeszthető impedancia helyesen az adó-végfokozathoz vagy vevő-bemenethez. Hangolt tápvonal segítségével az antenna felharmonikus gerjesztéssel több sávon is üzemeltethető, ami illesztett tápvonallal nem oldható meg.

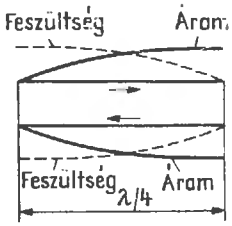
Az 5.33. ábrán egy ilyen esetet tüntettünk fel. Az *a* részábrán egy félhullámú 7 MHz-es dipólus látható, amelyet hangolt félhullámú tápvonal segítségével gerjesztünk. A félhullámú dipólus mintegy 60 Ω-os *ZZ* talpponti ellenállása a tápvonal alsó végén 1 : 1 arányban mint *Z'Z'* jelenik meg (a tápvonal saját hullámellenállása ez esetben érdektelen). Ha ugyanezt a dipólust kétszeres frekvencián (14 MHz) gerjesztjük, teljeshullámú dipólusként fog viselkedni, melynek *ZZ* talpponti ellenállása igen nagy lesz. Mint az 5.33.(b) ábrán látható, a félhullámú tápvonal teljeshullámúvá ($2 \times \lambda/2$) alakul át, és az antenna *ZZ* bemeneti ellenállása azonos értékben mint *Z'Z'* jelenik meg a tápvonal alsó végén, és itt illesztendő az adó-végfokozathoz.

Mint ismeretes, a kéthuzalos tápvonal bemeneti és kimeneti ellenállása valós érték, ha az elektromos hossz λ/4 (lásd az 5.2.3. pontot). Ezért a negyedhullámú tápvonal is használható hangolt tápvonalként. Az 5.34. ábrán a λ/4 tápvonal áram- és feszültségeloszlását tüntettük fel: látható, hogy az áram- és feszültségviszonyok a tápvonal két végén tükörképei egymásnak; ebből következik, hogy a bemenetre kapcsolt nagy impedancia a kimeneten mint kis impedancia jelentkezik és fordítva. Ezért a negyedhullámú tápvonalat általában *negyedhullámú transzformátornak* nevezik (részletesebben lásd a 6. fejezetben). Ez esetben azonban a tápvonal *Z* hullámellenállása döntő fontosságú tényező; ez határozza meg ugyanis az áttételi viszonyt:

$$Z = Z_E \cdot Z_A, \qquad (5.31)$$

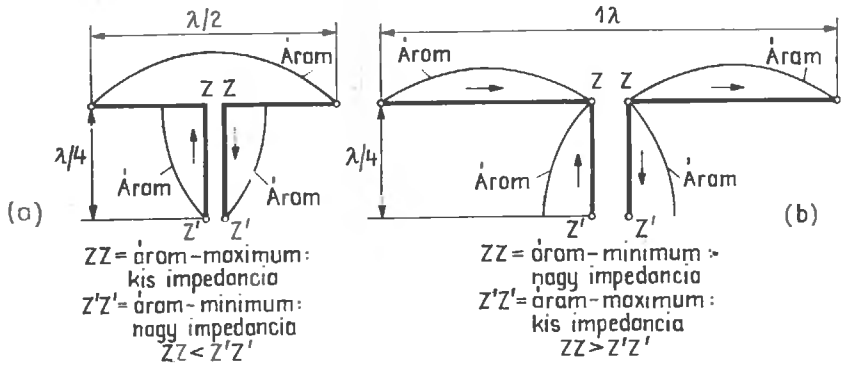
ahol Z_E a tápvonal bemeneti ellenállása és Z_A a tápvonal kimeneti ellenállása.

A hangolt negyedhullámú tápvonalra az alábbi szabály érvényes: *az a hangolt tápvonal, amelynek elektromos hossza λ/4 vagy annak páratlan számú többszöröse* ($^3/_4\lambda$, $^5/_4\lambda$, $^7/_4\lambda$ stb.), *annak bemenetén az áram—feszültség viszony fordítottja a kimeneten levő áram—feszültség viszonynak, tehát impedanciatranszformátorként működik.*



5.34. ábra. Elektromosan λ/4 hosszú kéthuzalos tápvonal áram- és feszültségeloszlása

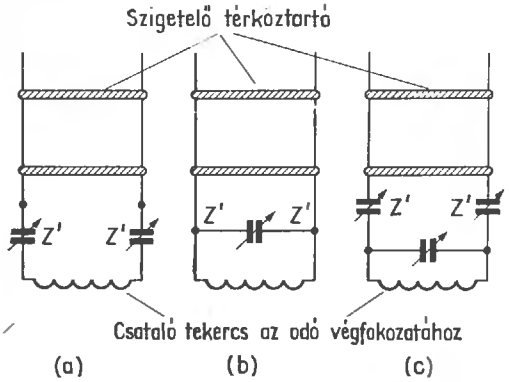
Az 5.35. ábrán negyedhullámú tápvonallal gerjesztett antennák láthatók. Az 5.35.(a) ábrán látható félhullámú dipólus kicsiny talpponti ellenállása *ZZ* ($\approx 60\ \Omega$) a tápvonal alján az (5.31) összefüggésnek megfelelően mint nagy impedancia jelentkezik. Az 5.35.(b) ábra teljeshullámú dipólu-



5.35. ábra. Illesztett tápvonallal gerjesztett dipólus:
(a) félhullámú dipólus λ/4 hosszú illesztett tápvonallal; a sugárzó kis *ZZ* bemeneti ellenállása *Z'Z'* betáplálási pontban mint nagy ellenállás jelentkezik; (b) teljeshullámú dipólus λ/4 hosszú illesztett tápvonallal; a sugárzó nagy *ZZ* bemeneti ellenállása a *Z'Z'* betáplálási pontban mint kis ellenállás jelentkezik

sának *ZZ* talpponti ellenállása a tápvonal alján, mint *Z'Z'* kis ellenállás jelentkezik, mint az egyébként az árameloszlásból is kitűnik.

A hangolt tápvonal az antenna nem sugárzó meghosszabbításaként is felfogható. A tápvonalnak és antennának együttesen is rezonanciában kell lenniök. Ez azt jelenti, hogy a sugárzó és a nem sugárzó hányadnak külön-külön vizsgálva nem kell feltétlenül rezonanciában lennie, ha együttesen rezonanciában is vannak. Ezért pl. egy túl rövidre vagy túl hosszúra sikerült sugárzó meddő hányada a tápvonal alsó végének meghosszabbításával, illetve rövidítésével kompenzálható. A gyakorlatban a tápvonalnak ez a meghosszabbítása, illetve megrövidítése nem mechanikusan, hanem — megfelelő antennahangoló egységekkel — elektromos úton végezhető (lásd 5.36. ábra).



5.36. ábra. Tápvonal csatlakoztatása:
(a) kis *Z'Z'* bemeneti ellenállású tápvonal csatlakoztatása az adóhoz (áramcsatolás); (b) nagy *Z'Z'* bemeneti ellenállású tápvonal csatlakoztatása az adóhoz (feszültségcsatolás); (c) áram- vagy feszültségcsatolású általános csatolóegység

Ilyenkor először a tápvonal végén uralkodó impedanciaviszonyok határozandók meg: nagy impedancia — áramminimum, kis impedancia — árammaximum.

Áramcsatolásnál az 5.36.(a) szerinti soros csatolást alkalmazzuk, míg feszültségcsatolásnál az 5.36.(b) szerinti párhuzamos csatolást. Többsávos antennáknál jól bevált az 5.36.(c) ábra szerinti univerzális csatolókör, amelyet szükség szerint áram vagy feszültségcsatolóként alkalmazhatunk. Erre a célra a szimmetrikus Π-szűrők (az ún. Collins-szűrők) is kiválóan megfelelnek. A csatolóköröket egy későbbi fejezetben részletesen tárgyaljuk.

A hangolt tápvonalak geometriai hosszát nem célszerű pontosan rezonanciára méretezni, mert ez esetben a Föld felé azonos fázisú hullámok léphetnek fel (ún. Marconi-effektus). Ilyenkor a hangolt tápvonal antennaként működik és erősen sugároz, ezért célszerű a hangolt tápvonalat rezonáns hosszánál valamivel rövidebbre vagy hosszabbra készíteni és antennacsatolókörrel pontos rezonanciába hozni.

A hangolt és illesztett tápvonal kombinációját, a vegyes táplálást a 8. fejezetben fogjuk tárgyalni.

6.

Illesztő és transzformáló egységek

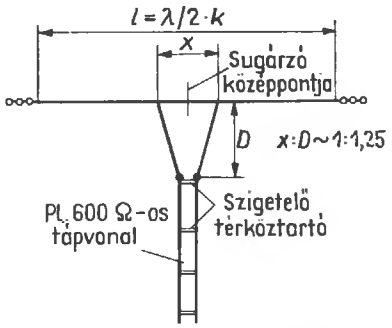
Az illesztő, illetve transzformáló egységeket az antennák táplálásához csak akkor kell használni, ha a tápvonal illesztésére szükség van. Hangolt tápvonalak esetén maga a tápvonal végzi el a transzformálást.

Elektromos és mechanikai szempontból mindig a legjobb antenna-megoldás, amely külön illesztést nem tesz szükségessé. A transzformáló egységeknek az a hátrányos tulajdonságuk, hogy az antenna sávszélességét csökkentik. Ezért kell arra törekedni, hogy a sugárzó talpponti ellenállása a rendelkezésre álló tápvonal hullámellenállásával megegyezzen. Ez legkönnyebben az ultrarövid hullámú tartományban valósítható meg hurok-dipólus használatával. A hurok-dipólus célszerű méretezésével gyakorlatilag bármilyen számításba jövő talpponti ellenállás megvalósítható (lásd a 4.1. alfejezetet). A rövidhullámú tartományban a hurok-dipólus mechanikai okokból csak nehezen vagy tökéletlenül valósítható meg.

Az illesztő és transzformáló elemek nemcsak az antennák talppontjánál használhatók, hanem a dipóluskombinációk tagjai között is összekötő elemként.

6.1. A delta-illesztés

A 6.1. ábra szerinti *delta-illesztés* előnyösen használható 400...600 Ω-os hullámellenállású házi készítésű kéthuzalos tápvonal illesztéséhez, rövidhullámú dipólushoz. A félhullámú dipólus áram—feszültség eloszlásának, vagyis az abból levezethető eredő impedanciaeloszlásnak megfelelően a delta-illesztés két felső csatlakozási pontját a sugárzó középpontjától egyenlő távolságban levő két pontra kötjük, ahol a sugárzó impedanciája a tápvezeték hullámellenállásával azonos. A tápvonal két szétfeszített szára a görög ábécé nagy Δ betűjéhez hasonlít, innen származik ennek az illesztési módszernek az elnevezése.



6.1. ábra. A delta-illesztés

A tápvonal-csatlakozás hatására az antenna elektromosan meghosszabbodik, vagyis rezonanciafrekvenciája a kisebb tartomány felé tolódik el. Így az eredeti, az antennaméretezés alapjául szolgáló üzemi frekvencián az antenna betáplálási pontja kisebb-nagyobb meddő tagot tartalmaz; ez azt jelenti, hogy a tápvonalon állóhullámok fognak fellépni. Ezek az állóhullámok csak úgy csökkenthetők vagy szüntethetők meg, ha a sugárzók hosszát az üzemi frekvenciánál valamivel nagyobbra méretezzük (vagyis a hosszát csökkentjük). Ennek következtében kapacitív reaktancia lép fel, amely viszont — helyes méretezés esetén

ben — a delta-illesztés okozta induktív reaktanciát kompenzálni képes.

Az X/D viszonyt általában 1/1,25-ra szokás választani. Egy 600 Ω-os tápvonal illesztése félhullámú dipólushoz az alábbi közelítő képletek segítségével méretezhető:

rövidhullámú antennáknál:

$$X = \frac{3600}{f}, \qquad (6.1)$$

ultrarövid hullámú antennáknál:

$$X = \frac{3450}{f} \qquad (6.2)$$

és

$$D = \frac{4510}{f}, \qquad (6.3)$$

ahol X és D cm-ben és f MHz-ben helyettesítendő be.

A delta-illesztés egyik legfontosabb mechanikai előnye, hogy a sugárzót geometriai középpontjában nem kell elvágni, mint a félhullámú dipólusnál általában szokásos. Sugárzó középpontja fémesen rögzíthető bármilyen fémes tartószerkezethez, illetve földelhető.

6.2. A T-illesztés

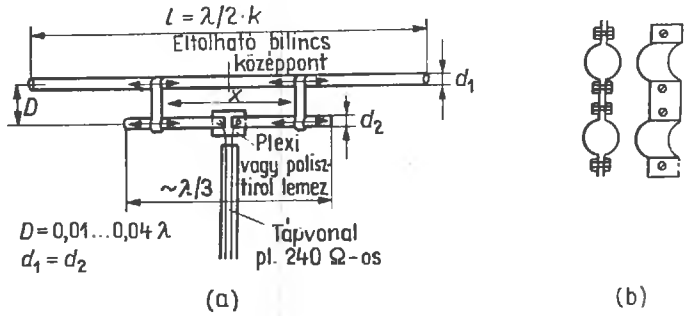
A 6.2. ábrán vázolt *T-illesztés* a delta-illesztésből származtatható. Lényegében a delta-illesztés egy mechanikusan merev változata, ezért főleg csőből készült sugárzók esetében alkalmazható előnyösen. Ebből következik, hogy a T-illesztés az ultrarövid hullámú tartományban terjedt el leginkább, azonban egyik elektromosan kedvezőbb tulajdonságú változatát (a gamma- vagy omega-illesztést) gyakran használják rövidhullámú forgatható irányantennák illesztéséhez is.

A T-illesztés — valamivel csekélyebb anyagigényességén kívül — az ultrarövid hullámú tartományban alig jelent előnyt az egyszerű hurok-dipólussal szemben. Ellenkezőleg: a sugárzót és a T-tagokat összekötő bilincsek — delta-illesztéshez hasonlóan — meddő tagot visznek a rendszerbe. Minthogy a T-tagok a sugárzótól viszonylag kis távolságban, azzal párhuzamosan foglalnak helyet, az induktív reaktancia lényegesen nagyobb lesz, mint a delta-illesztés esetében. A kompenzálással járó nehézkes behangolás megfelelően méretezett hurok-dipólus alkalmazása esetén elmarad.

A 6.2. ábra szerinti T-illesztés talpponti ellenállása valós, ha az X távolság az l sugárzó 0,475-szerese, továbbá $D = 0{,}033\lambda$, $d_1 = d_2$ és λ/d_1 karcsúsági tényező értéke 150 körül van. Ilyen feltételek mellett a betáplálási pont ellenállása közel 650 Ω, ha a sugárzó félhullámú dipólus. Minthogy az egyszerű $\lambda/2$ dipólus talpponti ellenállása 60...70 Ω körüli, a fenti méretezésű T-illesztő tag segítségével 1 : 10 arányú impedanciatranszformációt sikerül elérni. A T-tag bilincseinek minden egyéb beállítása komplex talpponti impedanciát eredményez, amelynek meddő tagja csak a sugárzó hosszának megfelelő változtatásával kompenzálható. Így a T-taggal 270 és 600 Ω között bármilyen valós talpponti ellenállás beállítható.

A fenti feltételek mellett, de $X = 0{,}5\,l$ esetében az elérhető impedanciatranszformáció viszonya 1 : 6, vagyis az egyszerű félhullámú dipólus esetében 400 Ω bemeneti ellenállást kapunk. A sugárzó l hosszának méretezése ez esetben az alábbi összefüggés alapján végezhető el:

$$l = \frac{138\,250}{f}, \qquad (6.4)$$



6.2. ábra. A T-illesztés:
(a) szerkezeti felépítés; (b) az elmozdítható rövidzár-bilincs vázlata

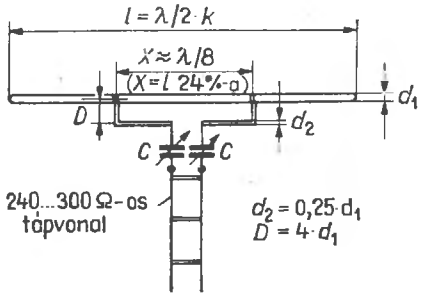
ahol l mm-ben és f MHz-ben helyettesítendő be. A fenti összefüggésnél a $\lambda/d \approx 150$ karcsúsági tényező okozta rövidülés szintén figyelembe van véve.

$X = 0{,}7\ l$ esetében az impedanciatranszformáció 1 : 4,5 ($\approx 300\ \Omega$), miközben az l hossz:

$$l = \frac{130\,580}{f} \qquad (6.5)$$

A gyakorlati kivitelezés alkalmával ügyelni kell arra, hogy a T-tag bilincseinek helyzete a finombeállítás során az eredeti számított helyzetükhöz képest kismértékben változtatható legyen.

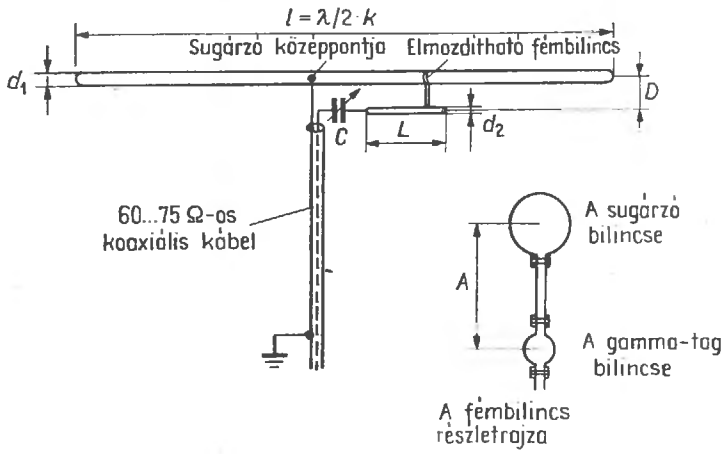
A rövidhullámú tartomány felső sávjaiban a fenti méretezésű normál T-illesztő tag kissé ormótlan, ilyenkor célszerű d_2 átmérőt és D térközt csökkenteni. Egy kb. 300 Ω-os talpponti ellenállást eredményező T-tag adatai láthatók a 6.3. ábrán. Ez esetben a $d_2 = {}^1/_4 d_1$ és $D = 4d_1$; X távolság hozzávetőleg $\lambda/8$, vagyis az l sugárzóhossz mintegy 24%-a. A sugárzó hosszának módosítására nincs szükség, mert a fellépő induktív reaktanciát a betáplálási pontnál elhelyezett két soros kondenzátor segítségével kompenzálhatjuk. Gyakorlati tapasztalatok alapján a forgókondenzátorok maximális kapacitása mintegy 8 pF az üzemi hullámhossz minden egyes méterére, vagyis a 10 m-es amatőrsávban kb. 80 pF-os kondenzátorokat kell beépíteni. A gyakorlatban úgy járunk el helyesen, ha a hangolás elvégzése után a forgókondenzátoron beállított kapacitásértékeket pontosan megmérjük, majd azonos értékű, jó minőségű kondenzátorral (kerámia, csillám) helyettesítjük. Az időjárási viszontagságok ellen célszerű a kondenzátorokat vízmentesen leragasztott műanyag (pl. polisztirol) dobozkába beépíteni.



6.3. ábra. T-illesztőelem kapacitív kompenzálással

6.3. A gamma-illesztés

A rövidhullámú tartományban akkor célszerű a *gamma-illesztés* használata, amikor szimmetrikus sugárzót (főleg forgatható iránysugárzókat) külön szimmetrizáló transzformátor közbeiktatása nélkül akarunk koaxiális kábellel táplálni. A T-tagos illesztéshez hasonlóan, segítségével impedancia illesztés is megvalósítható; mint a 6.4. ábrán látható, a gamma-tag lényegében egy fél T-tag. Ez a megoldás elektromos szempontból látszólag nem tökéletes: az aszimmetrikus táplálás miatt feltételezhető ugyanis, hogy a dipólus két fele nem gerjesztődik egyenletesen. Ez azonban csak látszólagos, ugyanis a gamma-illesztés a gyakor-



6.4. ábra. Cső-sugárzó gamma-illesztése tetszőleges koaxiális kábelhez

latban nagyon jól bevált, és az amerikai antennaipar, amely amatőrantennák gyártásával is foglalkozik, egyes nagysorozatban készített forgatható, többelemes irányantennáinál gyakran alkalmazza a gamma-illesztést.

Minthogy a legtöbb rövidhullámú irányhatású antennának a kis elemtávolságok miatt általában kis bemeneti impedanciája ($\approx 20...30\ \Omega$) van, a gamma-illesztőtagot általában 1 : 3 arányú impedanciatranszformációra méretezik. Így a kereskedelmi koaxiális kábelek impedanciahelyesen csatlakoztathatók. Az induktív reaktanciát ez esetben is kapacitíve szokás kompenzálni.

A 6.4. ábra szerinti gamma-illesztés méretezési adatai a 6.1. táblázatban találhatók.

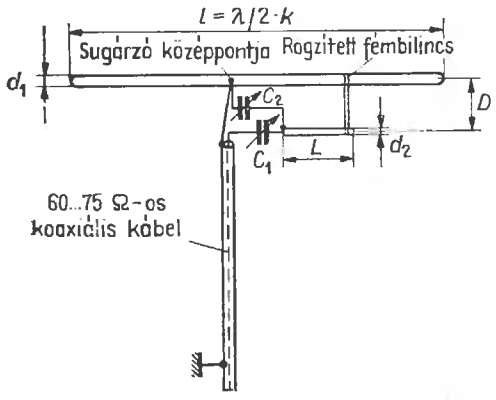
Az illesztőtagot tartó fémes rögzítőbilincs a sugárzón eltolható. A beállításkor — beforgatott forgókondenzátornál — a bilincs helyzetét addig változtatjuk, amíg a hullámosság a koaxiális kábelen minimális lesz. Ezután a forgókondenzátort lassan kifelé forgatva az induktív reaktanciát kihangoljuk, míg a maradék hullámosság is eltűnik.

6.1. táblázat. Gamma-illesztés mérctadatai (közelítő értékek)

Sáv	L csőhossz	D térköz	C max. kapacitása	$d_2 : d_1$ viszony
m	cm	cm	pF	
10	80	10	50	0,15...0,25
15	120	14	80	0,33
20	170	16	150	0,15

6.4. Az omega-illesztés

A gamma-illesztés elektromosan tovább javított változatát, az *omega-illesztést* elsősorban olyan rövidhullámú antennákhoz használják szívesen, amelyeknél a gamma-tag bilincsének ide-oda tologatása egy magas és lengő tartóoszlop tetején körülményes (és néha veszélyes!) művelet lenne. Az omega-tag rögzítő bilincse nem állítható, hanem szerelés alkalmával mindjárt és véglegesen rögzítjük a sugárzó középpontjától előre számított távolságban. Az illesztőelemet a középpontban felszerelt két forgókondenzátor segítségével hangolják. Ez rendkívüli mértékben megkönnyíti a hangolási műveletet, mert — szükség esetén — a két forgókondenzátor még nagyobb távolságról is (pl. a tengelyekre rögzített tárcsa és zsinórok segítségével) szabályozható.



6.5. ábra. Omega-illesztés középen meg nem bontott sugárzóhoz

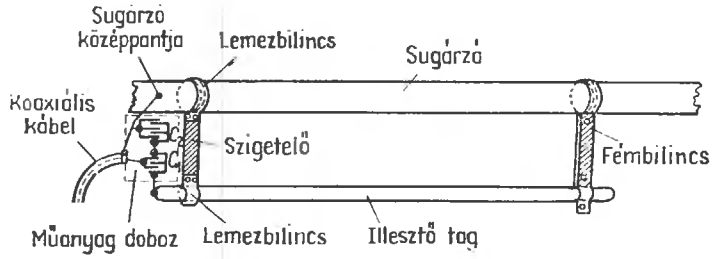
Az omega-illesztés további előnye, hogy a hossza csupán fele akkora, mint a gamma elemé. Az anyagtakarékosság mellett ez az illesztőrendszer mechanikai szilárdságát is növeli.

A 6.5. ábrán egy bevált omega-illesztés vázlata látható. A C_1 forgókondenzátorral — akárcsak a gamma-illesztésnél — az induktív reaktancia kompenzálható, míg a C_2 kondenzátor a tologatható bilincs szerepét veszi át: segítségével könnyen és gyorsan állítható be az alkalmazott koaxiális kábel hullámellenállásának megfelelő talpponti ellenállás.

Az omega-illesztést a 6.1. táblázatban a gamma-illesztésre vonatkozó adatok alapján méretezhetik, csupán l méreteit kell megfelezni. A C_2 forgókondenzátor értéke beforgatott állásban:

10 m-es sávban 20 pF;
15 m-es sávban 25 pF;
20 m-es sávban 30 pF.

A C_1 és C_2 kondenzátorok egyszerű kivitelű, vevőminőségű légszigeteléses forgókondenzátorok lehetnek. A forgó-állórész közötti hézagnak nem kell nagynak lennie, mert a sugárzó talppontjában még viszonylag nagyobb adóteljesítmény esetében sem lép fel nagyobb feszültség. A hangolás végén

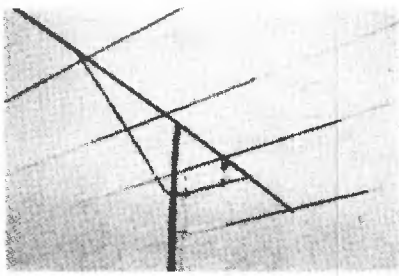


6.6. ábra. Omega-illesztés szerkezeti felépítése

a forgókondenzátorok megfelelő értékű fix kondenzátorokra cserélhetők; ügyeljünk arra, hogy az alkalmazott kondenzátoroknak minél kisebb hőmérsékleti tényezőjük legyen. Célszerűen műanyagba sajtolt csillám, esetleg stiroflex kondenzátorokból kell az — legritkább esetben kerek — értékeket összeállítani. Ugyancsak jól beváltak a kis méretű és viszonylag olcsó harangos légszigeteléses hangolók (trimmer-kondenzátorok). Ezeket a hangolás befejezése után egy-két csepp nitrolakkal rögzítjük.

A C_1 és C_2 kondenzátorokat — bármilyen kivitelt is alkalmazunk — vízmentesen záró polisztirol dobozkába helyezzük és gondosan leragasztjuk, nehogy nedvesség érje őket.

Az illesztőtagot — betáplálási ponthoz közeli végén — a sugárzóhoz szigetelten kell rögzíteni; itt egyszerű kerámia térköztartó szigetelő alkalmazható, vagy pedig olyan fémlemez bilincspár, amelynek összekötő darabja szigetelőanyagból (pl. plexi vagy novotex lemezcsíkból) készült. A 6.6. ábrán egy omega-illesztés mechanikai kiviteli vázlata látható, míg a 6.7. ábrán egy ötelemes



6.7. ábra. Ötelemes Yagi-antenna illesztése omega-illesztőtaggal

Yagi-antenna látható, amelynek illesztése omegataggal van megoldva.

Az omega-illesztőtag segítségével gyakorlatilag állóhullám-mentes illesztés érhető el, ez azonban a változó évszakok függvényében csak akkor biztosítható, ha a kondenzátorok hőmérsékleti együtthatója $-25\,°C$ és $+50\,°C$ tartományban elhanyagolhatóan kicsi.

6.5. A negyedhullámú transzformátor (Q-Match)

Mint az 5.2.3. pontban láttuk, az elektromosan $\lambda/4$ hosszúságú, Z hullámellenállású kéthuzalos tápvonal (kettős vezeték) Z_{bem} bemeneti és Z_{kim} kimeneti ellenállása között az (5.31) összefüggés áll fenn:

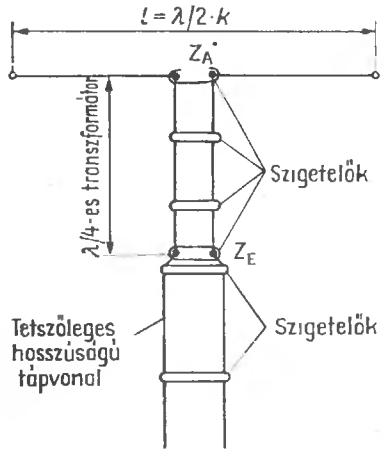
$$Z = \sqrt{Z_{bem} \cdot Z_{kim}}\,.$$

Ez azt jelenti, hogy a $\lambda/4$-es tápvonal Z hullámellenállásának mindig az illesztendő Z_{bem} és Z_{kim} impedanciák mértani közepének kell lennie. A fenti összefüggés átrendezéséből kapjuk:

$$Z_{bem} = \frac{Z^2}{Z_{kim}}\,. \qquad (6.6)$$

Ha Z_{bem} a rendelkezésre álló tápvonal hullámellenállását, Z_{kim} pedig a táplálandó antenna talpponti ellenállását jelenti, akkor a fenti összefüggésből az illesztéshez szükséges negyedhullámú transzformáló tápvonal Z hullámellenállása számítható.

A 6.8. ábrán egy ilyen — gyakran Q-Match-nak nevezett — negyedhullámú transzformátor vázlata látható. Ez a típusú transzformáló tápvonal mindenféle szimmetrikus táplálású antennarendszer és az összes szimmetrikus tápvonal esetében alkalmazható, feltéve, hogy a transzformátor számított Z ellenállása olyan érték, amely mechanikailag még megvalósítható. Ez gyakorlatilag az 50...600 Ω-os hullámellenállás-tartományban érhető el.



6.8. ábra. Negyedhullámú transzformátor (Q-Match)

Példa. Egy 120 Ω talpponti impedanciájú antennarendszert olyan kéthuzalos tápvonallal akarunk táplálni, amelynek hullámellenállása 280 Ω. Az illesztéshez szükséges negyedhullámú tápvonal hullámellenállása:

$$Z = \sqrt{120 \cdot 280} = \sqrt{33\,600} \approx 183\ \Omega.$$

Az 5.4. ábra diagramja alapján $Z = 183\ \Omega$ hullámellenállású, kéthuzalos tápvonalnál a vezeték-térköz és a huzalátmérő aránya 2,5 : 1, ha a szigetelő-térköz levegő.

Ha nem törekszünk a legveszteségmentesebb megoldásra, akkor a kereskedelemben kapható nagyfrekvenciás tápvonalak (pl. szalagkábel) is felhasználhatók $\lambda/4$ transzformátortagként, ha hullámellenállásuk a szükséges értékű. A kívánt hullámellenállás több tápvonal párhuzamos kapcsolásával is előállítható. Így pl. 140 Ω-os hullámellenállású vonalat kapunk, ha két darab $\lambda/4$ hosszúságú 280 Ω-os szalagkábelt kötünk párhuzamosan. Egy 240 Ω-os és 3000 Ω-os szalagkábel eredő ellenállása:

$$Z = \frac{240 \cdot 300}{240 + 300} \approx 133\ \Omega.$$

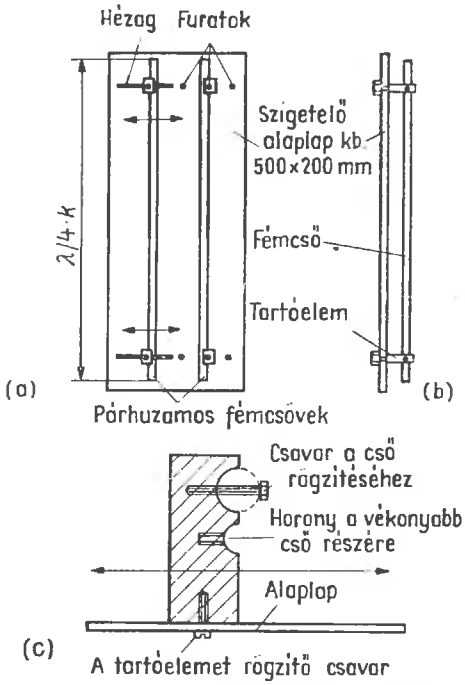
A párhuzamos kapcsolás alkalmával ügyelni kell arra, hogy a két tápvonaldarab kölcsönösen ne befolyásolhassa egymást. Ezért egymástól minél távolabb és mechanikailag rögzítve kell telepíteni őket. Méretezéskor ne feledkezzünk meg a szalagkábelek rövidítési tényezőinek figyelembevételéről! A különféle szalagkábelek rövidítési tényezője a műszaki adatokban található (polietilén-szigeteléses szalagkábeleknél általában 0,82 körüli).

Az ilyen transzformáló tápvonalak legfőbb hátránya, hogy az illesztésen utólag változtatni, javítani nem tudunk; ez csak akkor lenne lehetséges, ha a tápvonal hullámellenállása kismértékben változtatható lenne.

Mint a 6.9. ábrán látható vázlatból kitűnik, az ultrarövid hullámú tartományban a változtatható hullámellenállású negyedhullámú transzformátor aránylag egyszerűen valósítható meg. A műanyag alaplap bal oldalán két hézag van, ebben csúsztatható el a tápvonal bal oldali vezetékszakaszát rögzítő két, szigetelőanyagból készült tartóelem.

Az alaplap jobb oldalán 3—3 furat van; ezekben rögzítjük a jobb oldali vezetékszakaszt rögzítő tartóelemeket. A jobb oldali vezeték átszerelésével szakaszosan, a bal oldalival pedig folyamatosan változtathatjuk a térközt, vagyis a tápvonalszakasz hullámellenállását. A tartóelemek jó minőségű, lehetőleg kisveszteségű, időjárásálló műanyagból (pl. plexi, polisztirol) készülhetnek. A vonaldarab befogadására szolgáló horonyról több, különféle méretű is készíthető. Így különböző átmérőjű csövek is rögzíthetők benne (lásd a 6.9. ábrát). Egy ilyen változtatható transzformátorral 150 és 500 Ω között mindenféle hullámellenállás-érték beállítható.

A Q-Match természetesen elkészíthető aszimmetrikusan is, amikor pl. koaxiális kábel segítsé-



6.9. ábra. Változtatható hullámellenállású negyedhullámú illesztőtranszformátor mechanikai vázlata:
(a) elölnézet; (b) oldalnézet; (c) tartóelem részletrajza

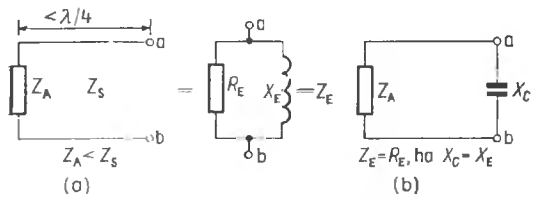
gével aszimmetrikus antennát (pl. groundplane) akarunk táplálni. Minthogy azonban a kereskedelemben kapható koaxiális kábelek hullámellenállása meglehetősen egyforma, ilyenkor rendszerint házilag kell elkészíteni a kívánt hullámellenállású koaxiális $\lambda/4$-es tápvonalat (lásd az 5.5. és az 5.6. ábrákat). A mechanikai kivitelezéssel járó nehézségek miatt koaxiális negyedhullámú transzformátorok az amatőr-gyakorlatban ritkán fordulnak elő.

6.6. A negyedhullámú illesztőcsonk (stub)

A *negyedhullámú illesztőcsonk* segítségével egyszerűen és kényelmesen érhető el optimális illesztés, ugyanakkor mechanikailag igen könnyen valósítható meg. Az angolszász irodalomban az illesztőcsonk matchingstub néven ismeretes. A legfontosabb alkalmazási területe az egyhuzalos rövidhullámú antennák illesztése tetszőleges szimmetrikus tápvonalakhoz. Széleskörű alkalmazását csupán az a körülmény gátolja, hogy frekvenciafüggő tulajdonságai miatt az antenna sávszélességét bizonyos fokig csökkenti, ezért széles sávú antennákhoz nem célszerű használni.

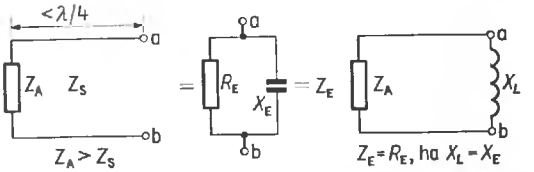
Mint az 5.2.3. pontban a kéthuzalos tápvonal hangolási viszonyainak tárgyalásakor kimutattuk, a $\lambda/4$-nél rövidebb vonalszakasz mindig tiszta reaktanciát képvisel. Ez a reaktancia rövidrezárt tápvonal esetében induktív jellegű (X_L), míg nyitott tápvonalnál kapacitív jellegű (X_C).

Ha egy $\lambda/4$-nél rövidebb tápvonalat Z_{kim} ellenállással zárunk le és a Z_{kim} ellenállás kisebb, mint a tápvonal Z_S hullámellenállása, akkor a tápvonal másik végén megjelenő Z_{bem} értéket az R_{bem} rezisztencia és az X_{bem} reaktancia párhuzamosan kapcsolt eredőjének tekinthetjük. A helyzetet a 6.10.(a) ábrán látható helyettesítő vázlat szemlélteti. Mivel



6.10. ábra. $\lambda/4$-nél rövidebb vonalszakasz induktív meddőhányadának kompenzációja:
(a elyettesítő áramkör $Z_A > Z_S$ esetére; (b) X_E kompenzációja X_C-vel

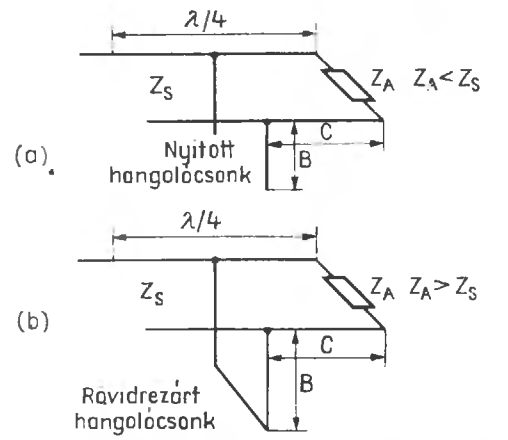
$Z_{kim} < Z_S$, az X_{bem} reaktancia induktív jellegű. A rezisztív Z_S eléréséhez ezt az induktív reaktanciát azonos nagyságú kapacitív reaktanciával kell kompenzálni. Ezt a 6.10.(b) ábra szerint érhetjük el, vagyis megfelelő értékű kondenzátor párhuzamos csatlakoztatásával.



6.11. ábra. $\lambda/4$-nél hosszabb vonalszakasz kapacitív meddőhányadának kompenzációja:
(a) helyettesítő áramkör $Z_A > Z_S$ esetére; (b) X_E kompenzációja X_L-lel

A fordított esetet tüntettük fel a 6.11.(a) ábrán, amikor Z_{kim} lezáróellenállás nagyobb, mint a tápvonal Z_S hullámellenállása. Ekkor Z_{bem} olyan X_{bem} kapacitív jellegű reaktancia-összetevőt tartalmaz, amelyet párhuzamosan kapcsolt induktivitással lehet kompenzálni [6.11.(b) ábra]. Ilyenkor a Z_{bem} bemeneti impedancia csak R_{bem} valós (vagyis rezisztív) részből áll, és értéke a tápvonal elektromos hosszának függvénye: ha a tápvonaldarab hossza nulla, akkor $Z_{bem} = R_{bem} = Z_{kim}$ lesz, míg pontosan $\lambda/4$ hosszánál Z_S^2/Z_{kim}.

A negyedhullámú illesztőcsonk elvi működése megfelel az elmondottaknak. A 6.12. ábra szerint a Z_S hullámellenállású tápvonalat közvetlenül a Z_{kim} ellenállással jelképezett antenna talppontjára csatlakoztatjuk. Ha Z_S és Z_{kim} nem egyforma értékű, az illesztés rossz, és állóhullámok alakulnak ki.



6.12. ábra. Negyedhullámú illesztőcsonk vázlata:
(a) nyitott illesztőcsonk, ha $Z_A < Z_S$, (b) rövidrezárt illesztőcsonk, ha $Z_A > Z_S$

Az s hullámossági tényezőt, mint tudjuk, a Z_A és Z_S viszony adja meg:

$$s = \frac{Z_{kim}}{Z_S}, \quad \text{ill.} \quad \frac{Z_S}{Z_{kim}}.$$

A Z_{kim} táplálási ponttól C távolságra levő pontnál mérhető impedancia megfelel a tápvonal Z_S hullámellenállásának, amelynek azonban reaktív összetevője is van. Ezt a reaktanciát kompenzáljuk, ha ehhez a ponthoz illesztőcsonkot csatolunk. A Z rezisztív értéket vesz fel, és ezzel az illesztettség állapotát el is értük, vagyis a tápvonalon állóhullám nem lesz.

Ha Z_{kim} kisebb, mint Z_S, akkor — kapacitív jellegű — nyitott illesztőcsonkkal végezzük a kompenzálást [6.12.(a) ábra]. Ha azonban Z_{kim} nagyobb mint Z_S, akkor a 6.12.(b) ábra szerint — induktív jellegű — rövidrezárt tápvonalat használunk.

A fentiekből következik, hogy a gyakorlatban először azt kell kideríteni, vajon Z_{kim} nagyobb vagy kisebb, mint Z_S. Ez általában nem okozhat különösebb gondot, hiszen az alkalmazott tápvonal Z_S hullámellenállása többnyire ismeretes, míg az elterjedtebb rövidhullámú antennák Z_{kim} talpponti ellenállása irodalmi adatok alapján aránylag kis hibával becsülhető meg. Így az áramtáplálású antennák (pl. félhullámú dipólus) talpponti ellenállása viszonylag kicsi, ezért Z_{kim} gyakorlatilag mindig kisebb, mint Z_S. Feszültségtáplálású antennák esetében (teljeshullámú dipólus vagy egyik végén táplált sugárzó) a talpponti ellenállás nagy, ezért Z_{kim} általában nagyobb, mint Z_S.

Az antennabemenet és az illesztőcsonk csatlakozási pontja közötti C távolság, továbbá a csonk B hossza a tápvonal, illetve az illesztőcsonk hullámellenállásától, pontosabban a Z_{kim}/Z_S viszonytól függnek. Mivel azonban Z_{kim}/Z_S, illetve Z_S/Z_{kim} egyúttal s hullámossági tényezővel azonos, ezért a C távolság és a B hossz az s hullámossági tényező függvényei. Ha a tápvonal és az illesztőcsonk hullámellenállása megegyezik, $Z_{kim} > Z_S$ esetében (rövidrezárt illesztőcsonk) az alábbi összefüggések érvényesek:

$$\operatorname{tg} C = \sqrt{s} \tag{6.7}$$

és

$$\operatorname{ctg} B = \frac{s-1}{\sqrt{s}}. \tag{6.8}$$

Ha $Z_{kim} < Z_S$ (nyitott illesztőcsonk) a B és C hossza az alábbiak szerint számítható:

$$\operatorname{ctg} C = \sqrt{s} \tag{6.9}$$

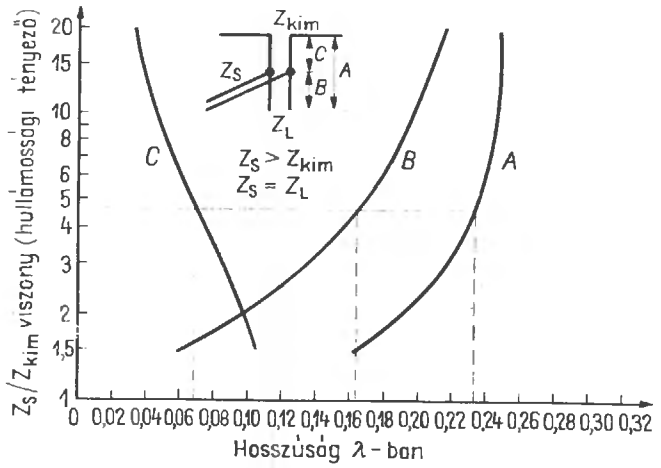
és

$$\operatorname{tg} B = \frac{s-1}{\sqrt{s}}. \tag{6.10}$$

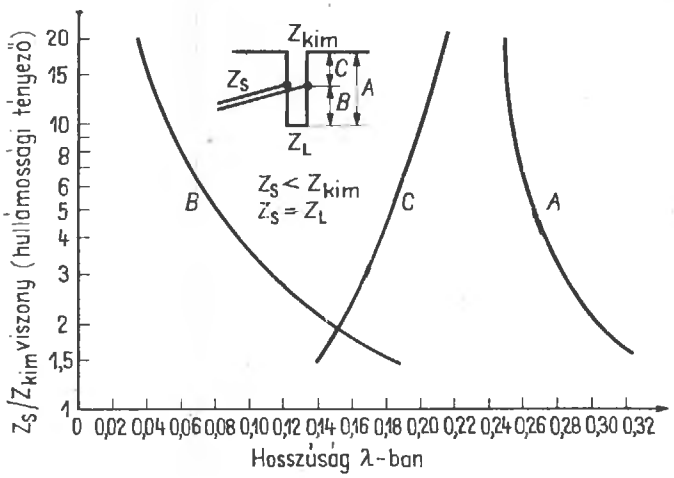
Fenti összefüggésekből B és C hosszát fokokban kapjuk. Az átszámításához hullámhosszra a kapott értékeket 360-nal kell elosztani:

$$\text{hossz fokban}/360 = \text{hossz } \lambda\text{-ban}. \tag{6.11}$$

Az összefüggéseket a 6.13. és 6.14. ábrák nomogramjaiban foglaltuk össze. Segítségükkel az A, B és C értékei ($A = B + C$) számítás nélkül, közvet-



6.13. ábra. A nyitott illesztőcsonk B hosszának, továbbá a C és A méretek változása az s hullámossági tényező függvényében (hosszméretek λ-ban)



6.14. ábra. A rövidrezárt illesztőcsonk B hosszának, továbbá a C és A méretek változása az s hullámossági tényező függvényében (hosszméretek λ-ban)

lenül leolvashatók az állóhullám-arány, illetve a hullámossági tényező ismeretében.

A nomogram csak akkor használható, ha a negyedhullámú illesztőcsonk Z_L hullámellenállása azonos a tápvonal Z_S hullámellenállásával, továbbá ha az antenna Z_{kim} talpponti ellenállása nem tartalmaz reaktiv összetevőt. Ez azt jelenti, hogy az antennának pontosan rezonanciában kell lennie az üzemi frekvenciával.

Minthogy a negyedhullámú illesztőcsonk esetében lényegében hangolt tápvonalról van szó, méretezésekor az alkalmazott kábeltípus rövidítési tényezőjét figyelembe kell venni. Légszigeteléses, kéthuzalos tápvonalnál a k rövidítési tényező átlagos értéke 0,975; a nomogram segítségével kiszámított A, B és C távolságot ezzel meg kell szorozni. A kereskedelmi műanyag-szigetelésű szalagkábelek rövidítési tényezőit a műszaki adatok tartalmazzák.

Példa. Egy 40 m-es félhullámú dipólus talpponti ellenállása 65 Ω; a rezonaciafrekvencia 7025 kHz vagy 42,7 m. Az antennát műanyag-szigeteléses szalagkábellel akarjuk táplálni (Z_S hullámellenállás 300 Ω; k rövidítési tényező 0,8). Az illesztést azonos kábelből készített negyedhullámú illesztőcsonkkal oldjuk meg. Elsőként megállapítható, hogy a kábel Z_S hullámellenállása (300 Ω) nagyobb, mint az antenna Z_{kim} talpponti ellenállása (65 Ω), vagyis nyitott illesztőcsonkot kell készíteni és a méretezésre a 6.13. ábrabeli nomogramot használjuk.

Az s hullámosságot a Z_S/Z_{kim} viszonyból számítjuk:

$$s = \frac{300}{65} \approx 4{,}6.$$

A függőleges rendezőn megkeressük a 4,6 értéket és innen vízszintesen kivetítjük a C görbére; a metszéspontot levetítve a vízszintes rendezőre, közvetlenül leolvashatjuk a C szakasz hullámhosszban kifejezett hosszát: $C = 0{,}068\lambda$. A B görbéből hasonló módon megszerkesztett metszéspontot levetítve, megkapjuk az illesztőcsonk hosszát: $B = 0{,}165\lambda$. Az A méret meghatározása az A görbe segítségével is megoldható, de B és C összege ugyancsak kiadja: $A = 0{,}233\lambda$.

A tényleges, méterben kifejezett hosszakat megkapjuk, ha a fenti értékeket $\lambda = 42{,}7$ m hullámhosszal megszorozzuk:

$$C = 0{,}068 \cdot 42{,}7 = 2{,}904 \text{ m};$$
$$B = 0{,}165 \cdot 42{,}7 = 7{,}046 \text{ m}.$$

Ezután még a kábel rövidítési tényezőjével kell szorozni:

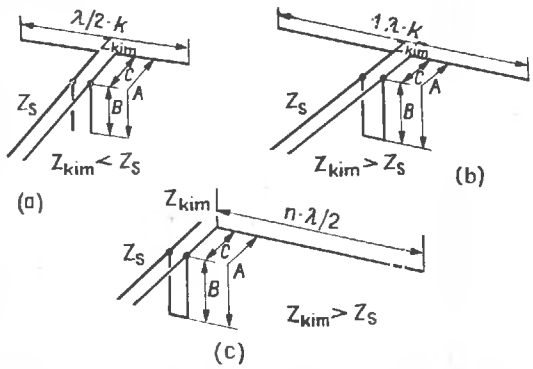
$$C = 2{,}904 \cdot 0{,}8 = 2{,}323 \text{ m};$$
$$B = 7{,}046 \cdot 0{,}8 = 5{,}636 \text{ m}.$$

A fentiekből következik, hogy ha a tápvonalat az antennacsatlakozási ponttól $C = 2{,}32$ m távolságra megcsapoljuk, és oda egy ugyanabból a kábelből készített $B = 5{,}636$ m hosszú nyitott illesztőcsonkot forrasztunk, az illesztés feltételeit teljesítettük. A számítási példát a 6.13. ábrán szaggatott vonallal jelöltük be.

Optimális illesztést csak állóhullámarány-mérő segítségével lehet elérni. Ha ilyen birtokunkban van, az illesztés menete a következő lesz: a tápvonalat először illesztőcsonk nélkül csatlakoztatjuk az antennára, majd meghatározzuk az állóhullámarányt. Így az s hullámossági tényezőt pontosan megmérve, a 6.13. és a 6.14. ábrabeli nomogramok

segítségével meghatározhatók *B* és *C* értékei. Ezután — anélkül, hogy a tápvonalat az antennáról lekötnénk — attól *C* távolságban *B* hosszúságú illesztőcsonkot forrasztunk fel, majd az állóhullám-arány-mérővel ellenőrizzük az illesztés jóságát.

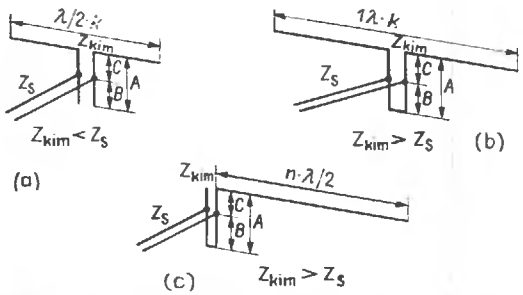
A 6.12. ábrán, valamint a 6.13. és 6.14. ábrán vázolt illesztés eltérő ábrázolásmódja alapján úgy tűnik, mintha két különféle illesztési módról lenne szó. Valójában csupán konstrukciós szempontból van egy kis eltérés, elektromosan mindkét megoldás teljesen azonos értékű. A 6.15. ábrán a negyedhullámú illesztőcsonk néhány alkalmazási módját tüntettük fel, míg a 6.16. ábrán ugyanazon



6.15. ábra. Negyedhullámú illesztőcsonk félhullámú dipólus (a); teljeshullámú dipólus (b) és végtáplálású antenna (c) esetében

antennák elektromosan teljesen egyenértékű hangolócsonkos illesztési megoldásai láthatók. Az (a) vázlat a jól ismert félhullámú dipólust, a (b) vázlat a nagy talpponti ellenállású teljeshullámú dipólust, a (c) vázlat pedig az egyik végén táplált sugárzót mutatja, amelynek elektromos hossza $\lambda/2$ egész számú többszöröse.

A *B* illesztőcsonkot úgy kell elhelyezni, hogy a tápvonalhoz merőleges helyzetben legyen. E követelmény figyelembevételével, a mindenkori adott körülményeket mérlegelve, kell a 6.15. ábrabeli negyedhullámú illesztőcsonkot, vagy a 6.16. ábrabeli hangolócsonkot alkalmazni.



6.16. ábra. Hangolócsonk félhullámú dipólus (a); teljeshullámú dipólus (b) és végtáplálású antenna (c) esetén

Mint ismeretes, minden hangolt tápvonalon állóhullámok alakulnak ki. Ezért a jelentősebb veszteségek elkerülése céljából a *B* és *C* tápvonaldarabokat lehetőleg minél nagyobb átmérőjű huzalból és minél veszteségmentesebb, jó minőségű szigetelőkkel kell elkészíteni. Különösen megszívlelendő ez abban az esetben, ha a Z_{kim}/Z_S, illetve a Z_S/Z_{kim} viszony nagy, vagyis nagy állóhullám-arány esetében. Gyakorlatilag azonban $s = 5$ hullámossági tényezőig még szokásos méretű huzalok és átlagos minőségű szigetelők alkalmazásakor sem kell jelentősebb veszteségtől tartani; a kereskedelemben kapható szalagkábelek jól használhatók.

Hangolócsonk segítségével még akkor is jó illesztés érhető el, ha a Z_{kim} antenna talpponti ellenállása reaktív összetevőt is tartalmaz. Ha ugyanis Z_{kim} impedancia, a tápvonal áram- és feszültségeloszlása a reaktancia jellegétől és mértékétől függően megváltozik. Ennek következtében az állóhullámok feszültség- és árammaximumai és -minimumai nem az antenna bemenetétől számított $\lambda/4$, illetőleg $n \cdot \lambda/4$ távolságban alakulnak ki a tápvonalon, mint ahogy ez valós talpponti ellenállás esetében bekövetkezik. Ezért alkalmas mérőeszköz segítségével az antenna-talppontból kiindulva a tápvonalon kialakult árammaximumot, illetve -minimumot meg kell keresni, majd ebből a pontból az adó irányába, illetve vevő irányába mérjük le a *C* távolságot, és csatlakoztatjuk a *B* hosszúságú illesztőcsonkot. Ha áramminimumból (feszültségmaximumból) indulunk ki, a *C* és *B* méreteket a 6.13. ábra nomogramjának segítségével határozhatjuk meg, míg ha a vonatkozási pontban árammaximum (feszültségminimum) van, akkor a 6.14. ábra nomogramját használhatjuk.

A vázolt eljárás azonban csak megfelelő mérőeszközökkel ad jó eredményt. Ezek hiányában mindig arra kell törekedni, hogy az antenna az üzemi frekvenciával rezonanciában legyen: ekkor a Z_{kim} talpponti ellenállás nagy valószínűséggel valós lesz.

6.6.1. Az aszimmetrikus hangolócsonk

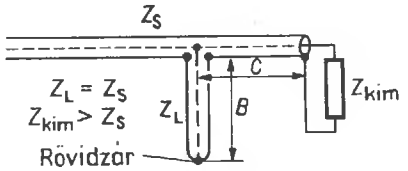
Ha az egyik végén táplált sugárzót negyedhullámú hangolócsonkkal kívánjuk illeszteni, tápvonalként a koaxiális kábel használható előnyösen: az aszimmetrikus betáplálási ponthoz ideáli-

san csatlakozik az ugyancsak aszimmetrikus koaxiális kábel. Mint tudjuk a koaxiális kábel ezenkívül időálló, és szinte tökéletesen árnyékolja a nemkívánatos sugárzásokat. Ilyenkor természetesen a hangolócsonk és a tápvonal készítéséhez ugyanazt a kábeltípust használjuk. Az előbbi fejezetbeni fejtegetéseink értelemszerűen alkalmazhatók a koaxiális negyedhullámú illesztő tápvonalszakaszra is.

Mivel a lehangolt $\lambda/2$, vagy $n \cdot \lambda/2$ hosszúságú sugárzó nyitott végén mindig feszültségmaximum van, az egyik végén táplált antenna bemeneti impedanciája igen nagy. A szokásos kivitelű koaxiális kábelek hullámellenállása ugyanakkor általában 60 Ω körüli, vagyis Z_A minden esetben lényegesen nagyobb, mint Z_S. Ebből következik, hogy rövidrezárt hangolócsonkot kell alkalmazni, amelynek C és B méreteit a 6.14. ábrabeli nomogram segítségével határozhatjuk meg. Minthogy az egyik végén táplált antennák bemeneti impedanciája minden esetben nagyobb mint 1000 Ω, $s = 20$ hullámossági tényezővel számolhatunk. A nomogram alapján a hangolócsonk csatlakozási pontja a kábel végétől $0{,}216\lambda$ távolságban van (C méret), míg az ide forrasztandó rövidrezárt hangolócsonk B hossza $0{,}034\lambda$.

A hangolócsonk hosszának, továbbá a csatlakozási pont helyzetének meghatározásakor az alkalmazott koaxiális kábel rövidítési tényezőjét figyelembe kell venni: ez általában 0,66 körül szokott lenni.

A hangolócsonk készítéséhez a koaxiális kábelből egy elektromosan $0{,}034\lambda$ hosszú darabot levágunk. A kábeldarab egyik végén a kábelér és köpeny összeforrasztásával rövidzárt létesítünk (rövidrezárt hangolócsonk). A hangolócsonk kifogástalan csatlakoztatása némi ügyességet igényel. A számítással meghatározott csatlakozási pont környezetében először is néhány cm hosszú darabon eltávolítjuk a kábel külső PVC köpenyét. Ezután a kábelharisnyát óvatosan szétfeszítjük, amíg a műanyag dielektrikum jól hozzáférhetővé nem válik, majd éles késsel óvatosan, anélkül hogy a kábeleret megsértenénk, a dielektrikumból annyit távolítunk el, hogy a hangolócsonk szabad végének kábelerét kényelmesen és biztonságosan az így szabaddá tett tápvonal-kábelérhez forraszthassuk. Ezután a forrasztást gondosan, több rétegben műanyag ragasztóval (pl. Technocol) lezárjuk. Ügyeljünk arra, hogy a csatlakozási pontban a kábelér és a harisnya ne érintkezzenek egymással. Végül a hangolócsonk kábelköpenyét a tápvonal kábelköpenyéhez forrasztjuk, majd az egész csatlakozási pontot jó minőségű szigetelőszalaggal vízmentesen lezárjuk. A 6.17. ábrán egy koaxiális hangolócsonk bekötésének elektromos vázlata látható.



6.17. ábra. Koaxiális illesztőcsonk

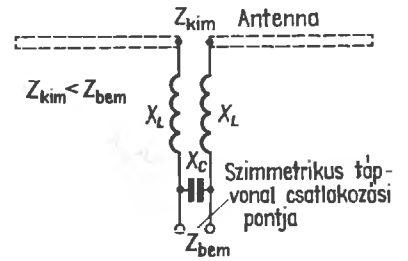
Mechanikus és elektromos szempontból ideális (de nem a legolcsóbb!) megoldás az, ha a csatlakozási pontot egy koaxiális T-csatlakozóaljzat és három koaxiális csatlakozódugó segítségével alakítjuk ki.

A hangolócsonkot gyűrűszerűen felcsévélhetjük, míg a koaxiális kábel telepítése tetszőleges lehet, minthogy a környezete gyakorlatilag semmilyen hatással nincs rá.

A koaxiális hangolócsonk további gyakorlati példája az olyan függőleges negyedhullámú sugárzók illesztése, amelyek ellensúllyal vannak ellátva (groundplane). Ezeknek betáplálási pontja ugyancsak aszimmetrikus, és a talpponti impedancia 30 Ω körül van (lásd a 19. fejezetet).

6.7. Illesztés koncentrált elemekkel

A 6.5. alfejezetben tárgyalt negyedhullámú transzformátor elektromos hatása megfelelően méretezett tekercsek és kondenzátorok segítségével is létrehozható. A 6.18. ábrán egy ilyen illesztőkapcsolás vázlata látható.



6.18. ábra. Illesztés koncentrált elemekkel

Ha a sugárzó Z_{kim} talpponti ellenállása kisebb, mint az alkalmazott szimmetrikus tápvonal Z_{bem} hullámellenállása, a tekercsek X_L induktív ellen-

állása az alábbi összefüggés segítségével számítható:

$$X_L = \frac{Z_{kim}}{2}\sqrt{\frac{Z_{bem}}{Z_{kim}} - 1}\,.$$

Példa. Legyen az antenna talpponti ellenállása $Z_{kim} = 30\ \Omega$, a szalagkábel hullámellenállása pedig $Z_{bem} = 300\ \Omega$; ekkor

$$X_L = \frac{30}{2} \cdot \sqrt{\frac{300}{30} - 1} = 15\sqrt{9} = 45\ \Omega,$$

vagyis a tekercsek induktív ellenállása az üzemi frekvencián 45 Ω. A kondenzátor X_C kapacitív ellenállása az alábbi képlet segítségével számítható:

$$X_C = \frac{Z_{bem}}{\sqrt{\frac{Z_{bem}}{Z_{kim}} - 1}}\,.$$

A példa szerinti adatokkal

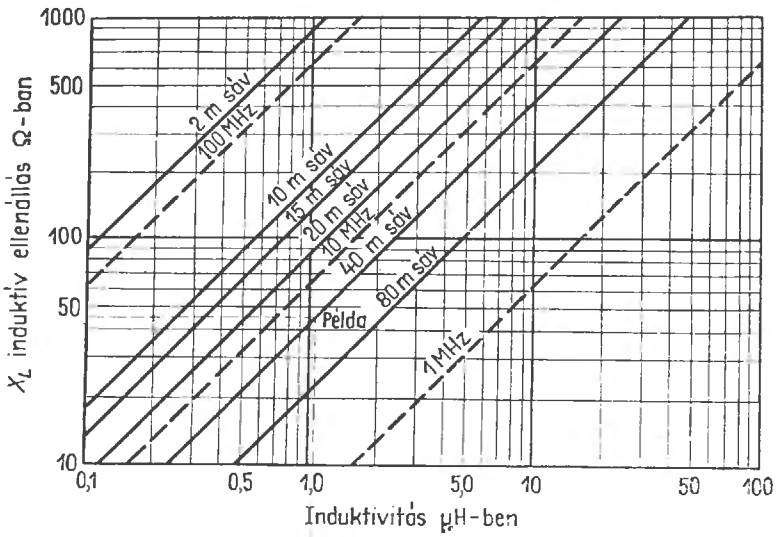
$$X_C = \frac{300}{\sqrt{\frac{300}{30} - 1}} = \frac{300}{\sqrt{9}} = 100\ \Omega,$$

vagyis a kondenzátor kapacitív ellenállása az üzemi frekvencián 100 Ω.

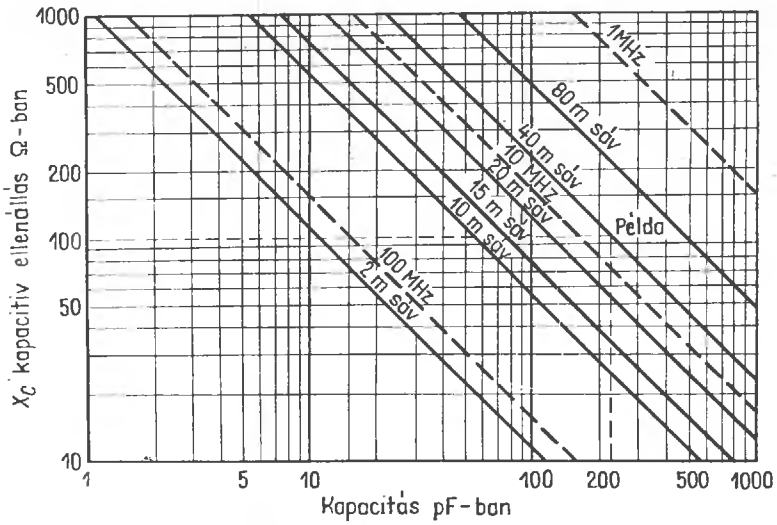
A gyakorlati kivitelezéshez a tekercsek μH-ben kifejezett induktivitására, illetve a kondenzátor pF-ban kifejezett kapacitására van szükségünk. Ehhez kiszámítandó az üzemi frekvencián fenti induktív ellenállásnak megfelelő induktivitás, illetve a kapacitív ellenállásnak megfelelő kapacitás. A 6.19. és a 6.20. ábrabeli diagramok segítségével ezek a számítások megtakaríthatók.

A példánknál maradva, a 6.19. ábra diagramja alapján az $X_L = 45\ \Omega$ induktív ellenállás a 40 m-es sávban kereken 1 μH-nek felel meg, míg az $X_C = 100\ \Omega$ kapacitív ellenállás 40 m-en egy kereken 225 pF-os kondenzátornak felel meg. Az értékek meghatározását a 6.19. és 6.20. ábrákon szaggatott vonallal rajzoltuk be. A diagramokkal meghatározott induktivitások és kapacitások értékei a gyakorlat szempontjából elegendően pontosak. Sajnos az illesztés koncentrált elemekkel amatőr körökben még nem terjedt el eléggé, pedig előnyei, különösen a rövidhullámú tartományban jelentősek.

A könnyen elkészíthető, nagy jósági tényezőjű, kis helyet elfoglaló tekercsek és jó minőségű, kis veszteségi tényezőjű kondenzátorok kényelmesen helyezhetők el kis méretű vízálló műanyag dobozkában, amelyet közvetlenül a sugárzó bemenetére szerelhetünk. A kondenzátort célszerű változtatható kivitelben elkészíteni (kis légforgó, esetleg fix kondenzátor és párhuzamos légtrimmer), így utólagos finomhangolással könnyen állítható be minimális állóhullámarány.



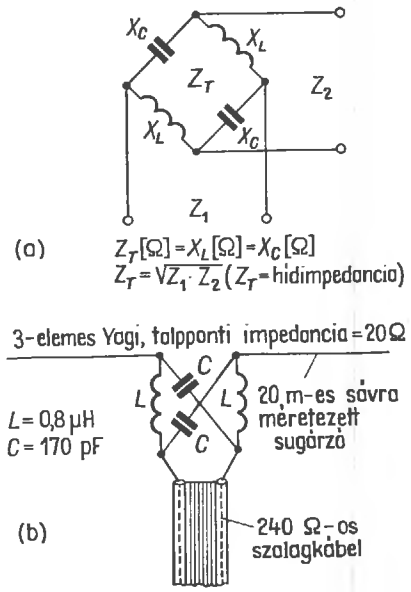
6.19. ábra. Tekercs induktivitásának és X_L induktív ellenállásnak frekvenciafüggése



6.20. ábra. Kondenzátor kapacitásának és X_C kapacitív ellenállásnak frekvenciafüggése

6.7.1. A Boucherot-híd mint illesztőtag

Tekercsek és kondenzátorok *Boucherot-hídszerű* kombinációja ugyancsak alkalmazható impedancia-transzformátorként. A 6.21. ábrán elvi vázlata, továbbá gyakorlati kivitelének egyik variánsa látható.



6.21. ábra. Illesztés Boucherot-híd segítségével:
(a) elvi vázlat; (b) gyakorlati kivitel

A kapcsolási elemek értékeinek kiszámítása igen egyszerű. Első lépésként meghatározandó Z_T hídimpedancia az alábbi összefüggés alapján:

$$Z_T=\sqrt{Z_1\cdot Z_2}.$$

Minthogy $Z_T=X_L=X_C$, ezért Z_T impedancia egyúttal a szükséges X_L induktív ellenállás és X_C kapacitív ellenállásokkal azonos. Ezután a 6.19. és 6.20. ábrabeli diagramok segítségével meghatározzuk X_L μH-ben és X_C pF-ban kifejezett értékeit az üzemi frekvencián.

Példa. Egy a 20 m-es amatőrsávra méretezett háromelemes Yagi-antenna Z_1 talpponti ellenállása kb. 20 Ω. A rendelkezésre álló szalagkábel Z_2 hullámellenállása 240 Ω. A hídimpedancia:

$$Z_T=\sqrt{20\cdot 240}=\sqrt{4800}\approx 70\ \Omega.$$

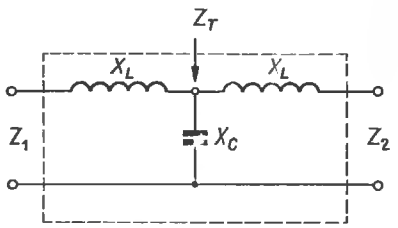
Mivel $Z_T=X_L=X_C$, a tekercsek induktív ellenállása $X_L=70$ Ω, hasonlóan a kondenzátorok kapacitív ellenállásához: $X_C=70$ Ω. A 6.19. ábrából leolvasható, hogy 20 m-en X_L 70 Ω induktív ellenállásának közelítően 0,8 μH induktivitás felel meg, míg a 6.20. ábra alapján $X_C=70$ Ω-hoz tartozó kapacitás 170 pF.

6.7.2. Seefried-féle impedanciatranszformátor

A *Seefried-féle* impedanciatranszformátorban ugyancsak koncentrált elemeket találhatunk. Legfontosabb alkalmazási területe az aszimmetrikus antennarendszerek táplálásánál van, aszimmetrikus tápvonalakkal. A két azonos tekercsből és

egy kondenzátorból álló elrendezés kapcsolási vázlata a 6.22. ábrán látható.

A transzformátor Z_T impedanciája a fent ismertetett összefüggés alapján számítható. A kapott Z_T hídimpedancia egyúttal megfelel az X_L induktív, illetve az X_C kapacitív ellenállásnak. A μH-ben kifejezett induktivitás, illetve pF-ban kifejezett kapacitás értékei — az üzemi frekvencia függvényében — a 6.19. és 6.20. ábrabeli diagramok alapján határozhatók meg.



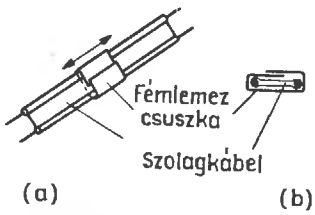
6.22. ábra. Seefried-féle transzformátortag

A gyakorlati kivitelezés során ügyelni kell arra, hogy a tekercsek minél kisebb csatolásban legyenek egymással. A Seefried-impedanciatranszformációra konkrét példát a 19.4.1. pontban ismertetünk, a gyakorlati kivitelezésre ugyancsak a 19. fejezet 11. ábrája ad példát.

6.8. Ideiglenes illesztési megoldások

Az alábbiakban néhány olyan illesztési módszert ismertetünk, amelyeknek segítségével — ha félig-meddig csupán szükségmegoldásként is — a mérőeszközökkel nem rendelkező amatőrök is viszonylag jó illesztést érhetnek el, és kompenzálhatják antennájuk esetleges reaktanciás tagját.

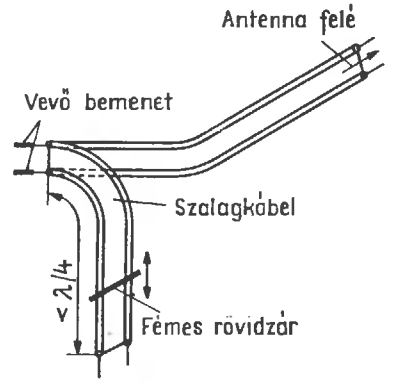
Legegyszerűbb megoldás a tv-szalagkábelre szerelt kapacitív csúszka. A 6.23. ábrán látható, hogy lényegében vékony bádoglemezről van szó, amelyet úgy hajlítunk rá a lapos kábelre, hogy a végeik átfedik egymást, de nem érintkeznek egymással. A csúszka szélessége a 100...250 MHz-es tartományban 2...4 cm között van, míg a 30...100 MHz-es tartományban 5...10 cm között.



6.23. ábra. Ideiglenes illesztés kapacitív csúszkával

A kapacitív csúszkát addig tologatjuk a szalagkábelen, amíg optimális vételt, illetőleg legkontrasztosabb tv-képet nem kapunk, ezután a csúszkát ebben a helyzetben rögzítjük.

Jó megoldás az is, amikor a kábelt a szükségesnél hosszabbra méretezzük, majd a vevő felőli végétől kb. cm-es darabokat vágunk le addig, amíg optimális vételt el nem érünk.



6.24. ábra. Ideiglenes illesztőcsonk a vevő bemenetén

További megoldás vázlata a 6.24. ábrán látható; a tápvonal végére egy „pót" hangolócsonkot forrasztunk; a szalagkábeldarab valamivel hosszabb, mint $\lambda/4$ és a vége nyitott. Ezután egy zsilettpenge segítségével a két kábelért különböző pontokban rövidrezárjuk. Azokat a pontokat, amelyeknél optimális vételt értünk el, ráforrasztott huzaldarabbal véglegesen rövidrezárjuk.

Az említett vevőoldali korrekciós módszerek kivétel nélkül szükségmegoldások és az antenna talppontján elvégzendő, elektromosan kifogástalan illesztést nem pótolják. A tápvonalon fellépő állóhullámok a vevőoldali beavatkozással nem tüntethetők el, csupán az 5.3.2. pontban tárgyalt módhoz hasonlóan hangolható a tápvonal.

Az impedanciatranszformáció szempontjából helyesen illesztett kéthuzalos tápvonalon helytelen telepítés következtében ugyancsak kialakulhatnak állóhullámok. Így pl. ha a tápvonal fémesen vezető tárgyakkal (pl. eresz) hosszabb szakaszon érintkezik, vagy csupán kis távolsága van tőle. Ennek hatására ugyanis a tápvonal hullámellenállása csökken és állóhullámok alakulnak ki. Az ilyen— elég gyakran előforduló—esetekben a fenti szükségmegoldások sokszor javítanak a helyzeten, anélkül azonban, hogy a hiba tényleges okát kiküszöbölnék.

7.

Szimmetrizáló transzformátorok

Az ultrarövid hullámú antennák általában, a rövidhullámú sugárzók pedig többségükben szimmetrikus felépítésűek. Ha ezt a szimmetriát az antennarendszer csak egyetlen pontján is megzavarjuk, sugárzási veszteség lép fel. A szalagkábelek, az árnyékolt kéthuzalos tápvonalak, a házi készítésű „macskalétrák" szimmetrikus felépítésűek, ezért elsősorban szimmetrikus antennák táplálására használatosak.

Sokszor azonban célszerűbb az aszimmetrikus felépítésű koaxiális kábel, mert — mint az 5.1.3. pontban láttuk — ezeknek számos előnyük van.

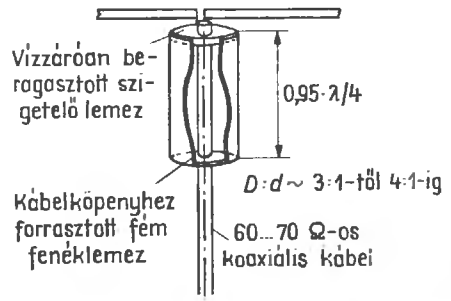
Ha szimmetrikus antennát koaxiális kábellel táplálunk, a tápvonal aszimmetrikusan fogja terhelni az antennát még akkor is, ha az antenna talpponti ellenállása és a kábel hullámellenállása azonos. Ennek következtében a kábel köpenyében kiegyenlítődési áramok, ún. köpenyáramok lépnek fel, amelyek sugárzási veszteséget hoznak létre. Az egyenlőtlen gerjesztés következtében az antenna sugárzási jelleggörbéje is deformálódik: az antenna „bandzsít".

A kábel által kisugárzott hullámok és az antenna sugárzásának interferenciájából további, előre nem látható irányító és kioltási effektusok jöhetnek létre.

A koaxiális kábel nyújtotta előnyökről azonban a szimmetrikus antennák táplálásakor sem kell lemondanunk, ugyanis alkalmas eszközök segítségével a kábel antenna felőli végződése földszimmetrikussá tehető. Az erre alkalmas elrendezéseket szimmetrizáló tagok, illetve szimmetrizáló transzformátorok gyűjtőnéven ismertetjük.

7.1. A negyedhullámú záróüreg

Klasszikus szimmetrizáló tag a 7.1. ábrán látható *negyedhullámú záróüreg*. Az ábrán vázolt $\lambda/4$-es záróüreg alkalmazási területe mechanikai



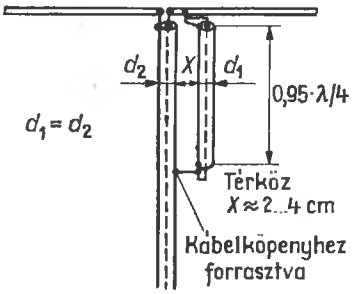
7.1. ábra. Negyedhullámú záróüreg mint szimmetrizáló elem

okokból az ultrarövid hullámú és a deciméteres hullámú tartományra korlátozódik. A fémes külső palást hossza $0{,}95 \cdot \lambda/4$; a D átmérő nem kritikus: a szokásos kivitelű koaxiális kábelek esetében 25 és 40 mm között lehet (a palást és a koaxiális kábel átmérőjének aránya 3:1...4:1). Az üreg alsó végét fémtárcsa zárja le, ennek központi furatán át bebújtatott koaxiális kábel műanyag szigetelőburkolatát mintegy $\lambda/4$ hosszúságban eltávolítjuk. Az így szabaddá vált kábelköpenyt a belépési pontnál a záróüreg fenekéhez forrasztjuk. A záróüreg antenna felé eső végét — mechanikai okokból — jó minőségű szigetelőanyagból (pl. plexi, polisztirol stb.) készült tárcsa segítségével zárjuk le, amelyet

a kábel átbújtatása céljára ugyancsak központos furattal látunk el. A műanyag tárcsát minél pontosabban illesztve kell beszerelni, megfelelő tömítőanyag (pl. Technocol) segítségével a hézagokat gondosan el kell zárni, nehogy a záróüreg belsejébe esővíz kerüljön. Biztonsági szempontból célszerű a záróüreg fenekét egy kis furattal ellátni, ahol az esetleg mégis belekerült esővíz eltávozhat.

7.2. A Pawsey-féle szimmetrizáló tag

Különösen egyszerű kivitelű és a rövidhullámú tartományban is jól használható a 7.2. ábrán látható *Pawsey-féle szimmetrizáló tag*. Elkészítéséhez

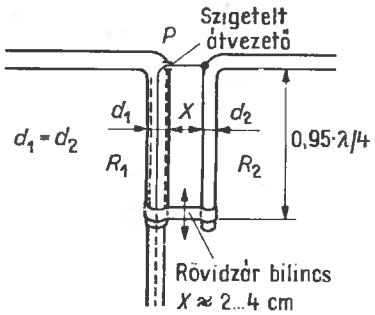


7.2. ábra. A Pawsey-féle szimmetrizáló elem

csupán egy hozzávetőleg $\lambda/4$ hosszúságú tetszőleges hullámellenállású koaxiális kábel szükséges. Minthogy a kábelére nincs szükségünk, beázás következtében tönkrement, más célra már használhatatlan koaxiális kábel is alkalmas erre a célra.

Jelentősége csupán a kábel köpenyének van; átmérőjének meg kell egyeznie a tápvonalként használt koaxiális kábel köpenyátmérőjével. A $\lambda/4$ hosszúságú kábeldarab alsó végét rövidrezárjuk és a tápvonal köpenyéhez forrasztjuk. Felső végét — szintén rövidrezárva — a tápvonal belső erének és a sugárzónak csatlakozási pontjára kötjük. Az R térköz nem kritikus, általában 2...4 cm lehet.

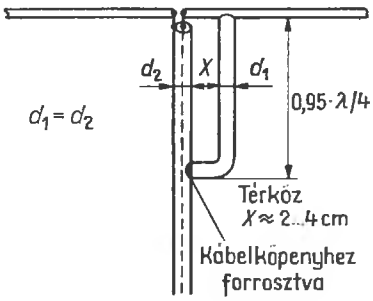
A 7.3. ábra szerint a negyedhullámú kábeldarab azonos eredménnyel helyettesíthető egy ugyancsak $\lambda/4$ hosszúságú gömbanyag-rúddal vagy csővel. Az alkalmazott anyag külső átmérőjének természetesen ez esetben is meg kell egyeznie a tápvonalköpeny átmérőjével.



7.3. ábra. A Pawsey-féle tag mechanikai változata

7.3. Az EMI-hurok

A 7.4. ábrán vázolt ún. *EMI-hurokban* felismerhető a közönséges Pawsey-féle szimmetrizáló tag egyik változata: a különbség csupán a mechanikailag stabilabb kivitelben van (EMI = angol cég neve).

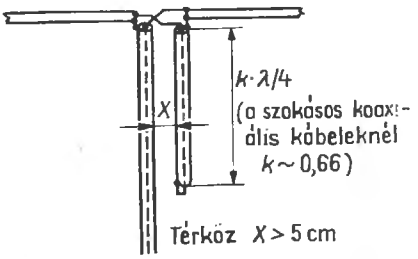


7.4. ábra. Az EMI-hurok

A tápvonalként használandó koaxiális kábel külső szigetelőburkolatát mintegy $\lambda/4$ hosszban eltávolítjuk, majd a bal oldali, meghajlított R_1 jelzésű csőbe — amelynek vízszintes szakasza egyúttal az antenna egyik sugárzó fele — betoljuk. A tápvonal köpenye az R_1 cső belső felével fémes érintkezésbe kerül, míg a belső ér sem a köpennyel, sem a csőfallal nem érintkezhet. A P pontban szigetelten kivezetjük és az R_2 csőhöz (a másik sugárzófélhez) forrasztjuk. Az EMI-hurok talppontjában elhelyezett rövidzár-bilincset állíthatóra készítjük: segítségével az antenna-talppont meddő komponensei bizonyos határok között kompenzálhatók.

7.4. A szimmetrizáló csonk

Igen egyszerű és a rövidhullámú tartományban jól alkalmazható szimmetrizáló elrendezés látható a 7.5. ábrán. Alkalmazása azonban az URH tartományban nem ajánlott. Az alsó végén rövidrezárt belső ér a köpenyhez forrasztva elektromosan $\lambda/4$ hosszúságú koaxiális kábeldarab. Méretezésekor a rövidítési tényezőt figyelembe kell venni: ez a szokásos koaxiális kábeleknél 0,66 körüli. A negyedhullámú kábeldarab és a tápvonal közötti térköz legalább 5 cm legyen. Az antenna talppontjába a tápvonal és a szimmetrizáló elem „keresztbe párhuzamosan" vannak bekötve.



7.5. ábra. Negyedhullámú szimmetrizáló csonk

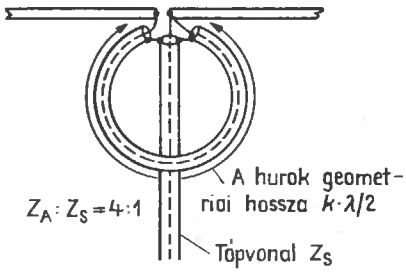
Az eddig ismertetett szimmetrizáló elemek az ellenállásviszonyokat nem változtatják meg az antenna talppontjánál. Ezeket az angolszász irodalomban Bazooka névvel is jelölik.

7.5. A félhullámú szimmetrizáló elem

A *félhullámú szimmetrizáló* elem a szimmetrizálás mellett ellenállás transzformálásra is alkalmas. Ez egy elektromosan $\lambda/2$-s koaxiális kábelhurok, amelyet rendszerint ugyanabból a kábelből készítenek, mint amelyből a tápvonalat. Minthogy hangolt tápvonal-szakaszról van szó, amelynél az impedanciatranszformáció mértéke a hullámellenállástól gyakorlatilag független, az alkalmazott koaxiális kábel hullámellenállásának nincsen fontos szerepe, vagyis a szimmetrizáló elem készítéséhez tetszőleges kivitelű kábeleket használhatunk.

A tápvonal kábelköpenyét a hurokéhoz forrasztjuk (7.6. ábra). A sugárzó és a kábelköpeny között nincsen fémes érintkezés: ezeket az ábra szerinti elrendezésben kötjük a kábelérhez.

A félhullámú szimmetrizáló elem impedanciatranszformációs viszonya 1 : 4. Ennek megfelelően egy $Z_S = 60\,\Omega$-os hullámellenállású koaxiális kábel felhasználásával félhullámú szimmetrizáló elem segítségével impedanciahelyesen és földszimmetrikusan táplálhatunk egy $Z_{kim} = 240\,\Omega$ talpponti ellenállású antennát. Ugyanez a szimmetrizáló tag változtatás nélkül használható az 50/200, 70/280 és 75/300 Ω-os impedanciák esetében is.



7.6. ábra. Félhullámú szimmetrizáló elem

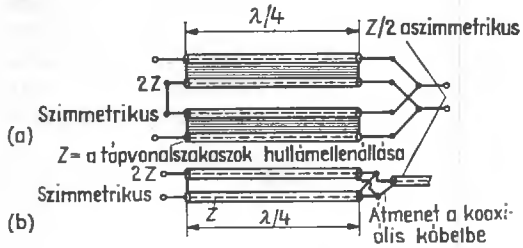
Az ilyen kivitelű szimmetrizáló elemet balun-transzformátornak, vagy röviden balun-nak is szokás nevezni (angol rövidítése a balanced-unbalanced-nek). Az elrendezés relatív sávszélessége kb. 0,3, ezért bármelyik amatőrsávban jó eredménnyel alkalmazható. A szimmetrizáló hurok alakja nem kritikus; szükség esetén pl. a „hosszabb" sávokban többmenetes tekercs is készíthető belőle, vagy bármilyen más alakzatban is elhelyezhető.

Az ultrarövid hullámú és deciméteres tartománybeli gyári készítésű antennák talpponti ellenállása szinte kivétel nélkül 240 Ω körüli. Ezért ezeket az antennákat vagy közvetlenül tv-szalagkábel segítségével táplálhatjuk, vagy pedig félhullámú szimmetrizáló tag közbeiktatásával földszimmetrikusan 60 Ω-os koaxiális kábel segítségével.

7.6. A Balun-vonal

Ha két, azonos hosszúságú és kivitelű tápvonalszakaszt egyik végükön párhuzamosan kötünk, és a másik végüket sorbakötjük, akkor — az előbbi fejezetben tárgyalt félhullámú szimmetrizáló taghoz hasonlóan — az impedanciatranszformációval egyidejűleg a szimmetrizálás is megoldható. Mint a 7.7. ábrán látható, az ilyen balun-vonal Z hullámellenállása a párhuzamosan kötött végén $Z/2$ impedanciát fog adni és aszimmetrikus lesz. A vonal

másik vége szimmetrikus lesz és lezárási impedanciája a balun-vonal hullámellenállásának kétszerese lesz ($2Z$): az impedanciatranszformáció aránya tehát 1 : 4 lesz.

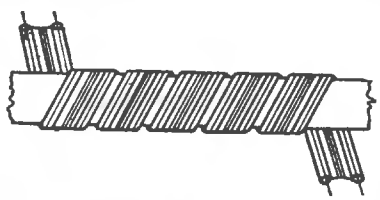


7.7. ábra. Balun-vonal:
(a) szalagkábelből és (b) koaxiális kábelből

A két vonalszakasz hossza $\lambda/4$. A 7.7. ábrán koaxiális és tv-szalagkábelből készült balun-vonal vázlata látható. Ezek ésszerű alkalmazásával számos bonyolultnak tűnő illesztési feladat oldható meg könnyen és célszerűen.

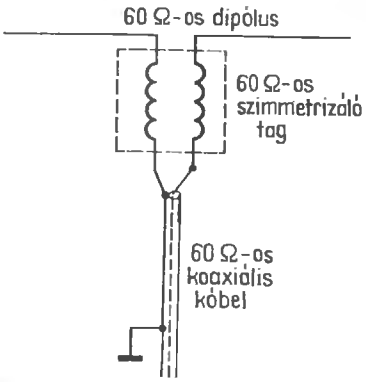
7.7. A felcsévélt kéthuzalos tápvonal mint szimmetriatranszformátor

A kéthuzalos tápvonalból készült megfelelő menetszámú tekercsnek a következő tulajdonságai vannak: az aszimmetrikus áram számára fojtóként viselkedik, míg a szimmetrikus áramokat csak jelentéktelen mértékben csillapítja, vagyis a felcsévélt kéthuzalos tápvonal egy gyakorlatilag frekvenciafüggetlen szimmetriatranszformátorként viselkedik. Helyigénye kicsi, és elkészítése igen egyszerű: egy darab megfelelő hullámellenállású tv-szalagkábelt egy magra csévélünk fel (lásd a 7.8. ábrát).



7.8. ábra. Felcsévélt tv-szalagkábel

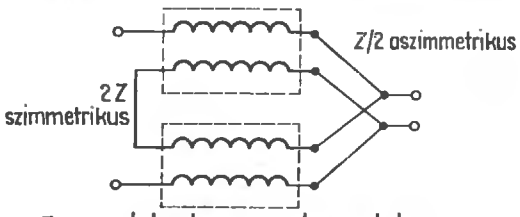
A kábeldarab hossza nem kritikus: az optimum $\lambda/4$ körüli, azonban $^1/_{10}$ és $^3/_8\lambda$ között bármilyen méret megfelel. A szimmetrizáló elemet a 7.9. ábra szerint csatlakoztatjuk a dipólushoz. Az ábrán látható kapcsolásban impedanciatranszformáció nincsen, ezért a tápvonal hullámellenállásának azonosnak kell lennie a koaxiális kábel hullámellenállásával, illetve a sugárzó talpponti ellenállásával. Az ilyen aperiodikus szimmetrizáló elem igen sokoldalúan alkalmazható. Így pl. egy 60 Ω-os talpponti ellenállású szimmetrikus dipólus és egy 60 Ω-os hullámellenállású koaxiális kábel közé 60 Ω-os szalagkábelből készült tekercset kötünk a 7.9. ábra szerint. Ugyancsak felcsévélt kéthuzalos tápvonalszakaszból készített szimmetrizáló elemet iktathatunk aszimmetrikus együtemű adó-végfokozat vagy aszimmetrikus Collins-szűrő és szimmetrikus kéthuzalos tápvonal közé.



7.9. ábra. Felcsévélt kéthuzalos tápvonal mint szimmetrizáló elem

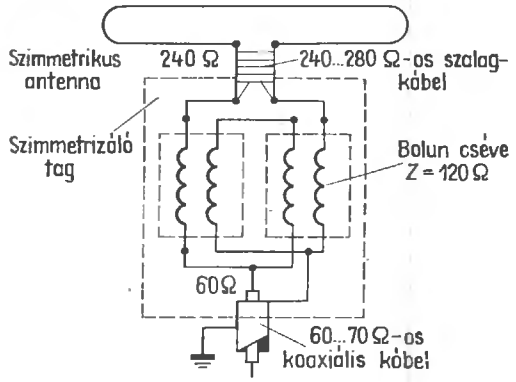
7.7.1. Felcsévélt kéthuzalos tápvonal mint szimmetria- és impedanciatranszformátor

Ha két felcsévélt kéthuzalos tápvonaldarabot a balun-vonalhoz hasonlóan soros-párhuzamosan kötjük (lásd a 7.6. alfejezetet), akkor az elrendezés elektromosan is hasonlóan fog viselkedni: segítségével 4 : 1 arányú impedanciatranszformáció és szimmetrikus, aszimmetrikus, illetve aszimmetrikus-szimmetrikus átmenet érhető el. Emellett az ilyen balun-tekercs igen széles frekvenciatartományával és rendkívül csekély helyigényével tűnik ki (7.10. ábra). Méretezése a Balun-vonalhoz hason-



7.10. ábra. Felcsévélt balun-vonal mint illesztő és szimmetrizáló elem

ló. A felcsévélt Z hullámellenállású tápvonal párhuzamosan kötött végén $Z/2$ impedanciájú aszimmetrikus bemenetet, sorosan kötött végén $2Z$ impedanciájú szimmetrikus kimenetet ad. Ezért egy ilyen balun-tekercs segítségével pl. egy 240 Ω-os hurokdipólus impedanciahelyesen illeszthető egy 60 Ω-os koaxiális kábelhez (7.11. ábra). A balun-tekercs készítéséhez használatos szalagkábel hullámellenállásának 120 Ω-nak kell lennie ($Z/2 = 60\ \Omega$ és $2Z = 240\ \Omega$).



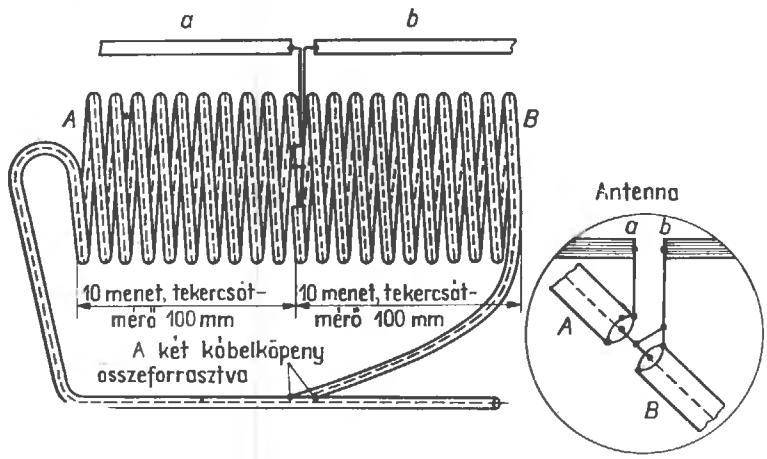
7.11. ábra. Balun-tekercs alkalmazása

Alkalmas hullámellenállású szalagkábelből ily módon nehézség nélkül készíthető a rövidhullámú tartományban jól használható impedanciatranszformátor. Az ultrarövid és deciméteres tartományban működő antennákkal kapcsolatban azonban célszerűbb és végső fokon kedvezőbb a nagyiparilag előállított szimmetrizáló és impedanciatranszformátorok alkalmazása. Ezek a különféle kivitelben készülő transzformátorok részben az antennára, részben a tv-vevőre szerelhetők. Elvi kapcsolásuk a 7.11. ábrán látható; sávszélességük igen nagy: 40...800 MHz. Az ebben a tartományban mérhető maximális hullámosság $s = 1{,}35$, míg az átlagos csillapítás 0,15 dB; általában a szabványos 240 Ω talpponti ellenállású antenna és a 60 Ω-os koaxiális kábel impedanciahelyes illesztésére szolgálnak.

A külföldi irodalomban az ilyen felcsévélt kéthuzalos tápvonal-transzformátorokat feltalálójukról *Guanella-transzformátornak* is szokás nevezni.

7.8. A koaxiális kettős fojtó mint szimmetriatranszformátor

A technika mai állása mellett amatőrkörökben is egyre jobban terjed a koaxiális kábeles antennatáplálás, mert ennek a kábeltípusnak a telepítés és az időjárási viszontagságokkal szembeni ellenálló képessége szempontjából lényeges előnyei vannak. Az antenna táplálásának ez a módja ezenkívül a rádió- és tv-vételi zavarok vonatkozásában is maximális biztonságot jelent. A koaxiális kábelek aszimmetrikus felépítésűek, míg a legtöbb amatőr antenna szimmetrikus. Koaxiális kábellel szimmetrizáló transzformátor közbeiktatása nélkül táplált szimmetrikus antennarendszerek hátrányos tulajdonságairól, továbbá a kábelen fellépő köpenyhullámokról már történt említés. Ez utóbbiak különösen akkor válnak intenzívvé és energiafogyasztóvá, ha a tápvonal hossza véletlenül rezonanciában van az üzemi frekvenciával.



7.12. ábra. Kettős fojtó mint szimmetrizáló tag

Ha szimmetrikus egysávos antennát koaxiális kábellel akarunk célszerűen gerjeszteni, valamelyik — a korábbi fejezetben ismertetett — szimmetrizáló elemet iktatjuk közbe vagy pedig gamma-, illetve omega-elemmel egyidejűleg biztosítjuk az illesztést és szimmetrizálást (lásd a 6.3. és 6.4. alfejezetet).

Azemlített eljárások a rövidhullámú tartományban használatos többsávos antennák esetében nem alkalmazhatók, mert a szokásos kivitelű szimmetrizáló elemek frekvenciafüggőek.

A jelentős veszteségeket okozó köpenyhullámok kiküszöbölésére szokás az antenna talppontja és a kábelköpeny közé fojtótekercset iktatni. A legegyszerűbb esetben ez úgy valósítható meg, hogy a tápvonal antenna felőli végét néhány menetszámú tekercscsé csévéljük fel. Ennek a megoldásnak azonban csekély a hatásfoka. Valamivel kedvezőbb, ha a kábel antenna felőli végét kb. 120 mm átmérőjű, 10...12 menetes, térköz nélküli tekercscsé alakítjuk: ezzel a 10, 15 és 20 m-es amatörsávban veszteségek már észrevehető mértékben csökkennek, azonban ez is csak szükségmegoldás.

A többsávos rövidhullámú antennák hatásos és elektromosan is kedvező megoldású szimmetrizáló transzformátora a 7.12. ábrán látható koaxiális kettős fojtó.

Készítéséhez kb. 8 m-rel hosszabb koaxiális kábelre van szükség, mint közvetlen csatlakozás esetében. A kábelt nem kell elvágni, mert annak antenna felőli vége közvetlenül a kettős fojtóba megy át; 10 menet (*A*) után kb. 3...5 cm hosszban eltávolítjuk a kábelköpenyt és a dielektrikumot. Ügyeljünk arra, hogy a kábelér ne sérüljön meg! Ide csatlakozik — a részletrajznak megfelelően — a két sugárzó fél. Ezután — azonos menetirányban — további 10 menet következik (*B*), majd a kábelvéget rövidrezárva a belső eret a kábelköpennyel összeforrasztva a tápvonal köpenyéhez forrasztjuk. A forrasztási pontot úgy kell megválasztani, hogy a *B* tekercs vége — a csatlakozási pont és az *A* tekercs kezdete — csatlakozási pont távolságok azonosak legyenek.

Az elrendezés széles sávú és a három nagyobb frekvenciájú rövidhullámú amatőrsávban jól használható; segítségével a köpenyhullámok gyakorlatilag teljesen kiküszöbölhetők. A tápvonal-veszteség maximum 0,5 dB-lel nő meg, ez azonban az antenna hatásfokának növekedése miatt jelentéktelen.

8.

Tápvonalak csatlakoztatása adók végfokozatához

Ahhoz, hogy az adó végfokozatából a rendelkezésre álló teljesítményt a tápvonalon át az antenna felé maximális hatásfokkal ki tudjuk csatolni, két alapvető követelményt kell kielégítenünk.

a) A fogyasztó (antenna) a generátort (az adó kicsatolóköre) csak mint egy kapacitív és induktív reaktancia nélküli, tisztán rezisztencia terhelje.

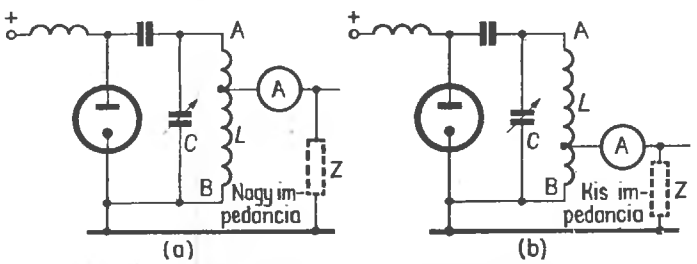
b) A fogyasztó bemeneti impedanciáját a generátor kimeneti impedanciájához kell illeszteni.

Az első feltétel teljesítve van akkor, ha a sugárzó (fogyasztó) rezonanciafrekvenciája és az adó végfokozatának rezonanciafrekvenciája megegyezik. Minthogy a legtöbb esetben a tulajdonképpeni sugárzó és a generátor közé egy energiatovábbító vezetéket (tápvonalat) szokás elhelyezni, ezt úgy kell kialakítani, hogy a generátor és a fogyasztó közötti rezonanciaviszonyokat ne zavarja meg.

Ez a követelmény akkor tekinthető teljesítettnek, *ha egy hangolt tápvonal* adó felőli végén árammaximum (áramcsatolás), illetve feszültségmaximum (feszültségcsatolás) található, ami arra utal, hogy a tápvonal és az antenna mint egyetlen egység rezonanciában van. *Az illesztett tápvonal* akkor elégíti ki a fenti feltételt, ha állóhullámok nem lépnek fel rajta.

A szokásos kivitelű adóvégfokozatok kimeneti ellenállása hány kΩ nagyságrendű, míg a hangolt tápvonalak ellenállása feszültségcsatolás esetében nagy, áramcsatolás esetében kicsiny. Ezzel szemben az amatőr-gyakorlatban használatos hangolatlan tápvonalak hullámellenállása 50...600 Ω között van. A tápvonalak antenna-talpponti illesztését az 5. fejezetben már ismertettük. További fejtegetéseink során feltételezhetjük, hogy a fogyasztó (antenna) az adóvégfokozat kimeneti körét az *a)* pontbeli követelménynek megfelelően rezisztíven terheli. Feladatunk tehát ezt az ellenállást a generátor kimeneti ellenállásakor helyesen illeszteni; ez a feladat lényegében hasonlatos ahhoz, amikor a hangszórót vagy fejhallgatót (fogyasztó) kell illeszteni egy hangerősítő (generátor) kimenetéhez.

Az ilyen impedanciaillesztés legegyszerűbb esetét mutatja a 8.1. ábra; azonban rögtön hozzá kell



8.1. ábra. Az antennakicsatolás egyszerű módozatai:
(a) a fogyasztó nagy ellenállású (feszültségcsatolásos antenna);
(b) a fogyasztó kis ellenállású (áramcsatolásos antenna)

tenni, hogy ez a megoldás a gyakorlatban nem javasolható és csupán elvi fejtegetéseink szemléltetésére szolgál.

Ahhoz, hogy egy végerősítőcsőből maximális teljesítményt lehessen kicsatolni, egy meghatározott Z_R impedanciával kell terhelni. Az optimális terhelőimpedancia a cső adatlapján szerepel vagy — ennek híján — az üzemi anódfeszültség U_a és az anódáram I_a viszonyából számítható. Az amatőr-gyakorlatban leginkább használatos C üzemmódnál a terhelőimpedancia kielégítő pontosságú számítása az alábbi összefüggéssel végezhető el:

$$Z_R = \frac{U_a}{I_a \cdot 2{,}5} \quad \text{egyszerű végfokozatokra} \quad (8.1)$$

és

$$Z_R = \frac{U_a}{I_a \cdot 1{,}25} \quad \text{ellenütemű végfokozatokra.} \quad (8.2)$$

Ha egy Z_R kimeneti impedanciájú végfokozathoz Z_E terhelőimpedanciát akarunk illeszteni, akkor a szükséges áttételi viszony az alábbi összefüggésből számítható:

$$á = \sqrt{\frac{Z_R}{Z_E}}. \quad (8.3)$$

A 8.1. ábrán bemutatott kapcsolásban az $á$ áttételi viszony a n menetszámú tekercsnél $n/á$ lesz.

Példa. A 8.1. ábra szerinti végfokozatnál $Z_R = 6000\ \Omega$ és az anódköri rezgőkör menetszáma $n = 20$ menet. Meghatározandó, hogy egy $Z_E = 60\ \Omega$-os terhelőellenállás számára melyik menetnél kell megcsapolást készíteni. Az $á$ áttételi viszony:

$$á = \sqrt{\frac{6000}{60}} = \sqrt{100} = 1$$

vagyis a megcsapolást $n/á = 20/10 = 2$, vagyis a második menetnél kell készíteni. Z_E helyes illesztéséhez tehát a rezgőköri tekercs B hidegvégétől számított második menethez kell csatlakozni.

Ha az illesztés optimális, az antennaáram-mérő műszeren maximális kitérést kapunk. Megjegyzendő, hogy a műszer kitéréséből nem vonható le egyértelmű következtetés a lesugárzott teljesítményre vonatkozólag. Ugyanis áramcsatolásos esetben az antennaáram igen nagy lesz, míg feszültségcsatolás esetében olyan kicsi lesz, hogy a szokásos érzékenységű nagyfrekvenciás árammérő műszerek segítségével már nem is mérhető.

A 8.1. ábra szerinti kicsatoló áramkörnél a C üzemmódban óhatatlanul keletkező felharmonikusok és mellékharmonikusok akadálytalanul az antennára jutnak, ezért használata semmi esetre sem javasolható.

Minthogy az amatőr-gyakorlatban alapvető feladat az esetleges rádió- és tv-vételi zavarok elkerülése céljából minden lehetséges eszközt megragadni, a következőkben csak olyan kicsatolási módokat ismertetünk, amelyek a káros felharmonikusokat minél jobban elnyomják.

Az adóvégfokozatok rezgőköreinek gyakorlati kivitelével kapcsolatosan még megjegyezzük, hogy a korszerű amatőr adóberendezéseknek aszimmetrikus, kis impedanciájú kimenetük van, amelyhez a szokásos 50...75 Ω-os koaxiális kábelek közvetlenül csatlakoztathatók. Ezt a — kommerciális technika példáján kialakult — mintegy „amatőrszabványos" megoldást célszerű a saját tervezésű berendezéseknél figyelembe venni; technikai előnyeire a későbbiekben még visszatérünk.

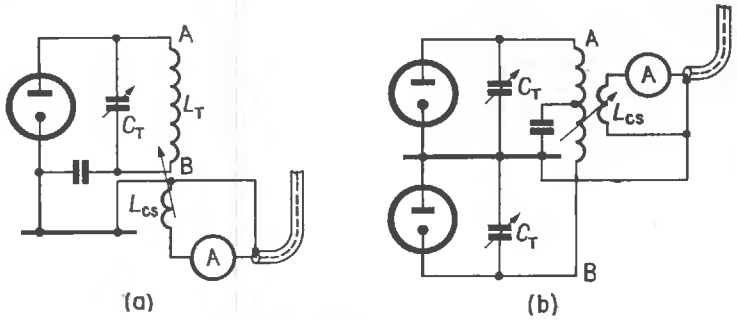
8.1. Illesztett tápvonalak csatlakoztatása teljesítmény-végfokozatokhoz

Korszerű egysávos rövidhullámú antennákat úgyszólván mindig, míg az ultrarövid hullámú antennákat kivétel nélkül illesztett tápvonal segítségével szokás táplálni. A kellemetlen rádió- és tv-vételi zavarok ellen ugyanis ez biztosítja a legnagyobb védelmet. Ultrarövid hullámú antennák táplálását általában kétféle tápvonallal szokás megoldani: az 50...75 Ω-os hullámellenállású koaxiális kábel vagy a 240...300 Ω-os tv-szalagkábel segítségével. A rövidhullámú tartományban a koaxiális kábelek mellett még találkozhatunk egyszerű 300...600 Ω-os kéthuzalos tápvonallal, az ún. „macskalétrával", amely az amatőrök legkisebb veszteségű, ugyanakkor a legolcsóbb tápvonala.

8.1.1. Koaxiális kábelek csatlakoztatása

A legegyszerűbb csatlakoztatás megoldását az adóvégfokozathoz a 8.2. ábra mutatja. A 8.2.(a) ábra egyfázisú, míg a 8.2.(b) ábra ellenütemű végfokozatok esetére érvényes.

Ennél a megoldásnál a rezgőkör jósága (Q) nem lehet kisebb, mint 10, különben az L_K csatolótekercs nem csatolható elég szorosan az L_T rezgőköri



8.2. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatása:
(a) egyfázisú végfokozathoz és (b) ellenütemű végfokozathoz

tekercshez. Az L_K csatolótekercs üzemi frekvencián mért induktanciájának meg kell egyeznie a koaxiális kábel hullámellenállásával.

Az optimális kicsatolás elérése érdekében az L_K csatolótekercset úgy kell elkészíteni, hogy az L_T-hez viszonyított helyzete változtatható legyen. A csatolótekercset mindig L_T „hidegvégénél" kell elhelyezni. A kapacitív csatolás csökkentése céljából ügyelni kell arra is, hogy L_K „hidegvégével" kerüljön a végfokozat rezgőköréhez. A 8.2.(b) ábra szerinti ellenütemű fokozatnál L_K csatolótekercset a rezgőkör közepénél helyezzük el, mert itt található a „leghidegebb" pont, hiszen a rezgőkör itt kapacitíve le van földelve. Ennél a megoldásnál gyakorlatilag mindegy, hogy az L_K csatolótekercs földelt vége melyik oldalra kerül, mert a rezgőköri tekercs mindkét vége „meleg".

A csatolótekercs menetszáma az egyes amatőrsávokban az alábbiak szerint méretezhető:

80 m-es sávban 4...5 menet;
40 m-es és 20 m-es sávban 3 menet;
15 m-es és 10 m-es sávban 2 menet.

További megoldásként az L_K csatolótekercsre sorbaköthető egy C_K kondenzátor, amelynek segítségével az L_K—C_K kör az üzemi frekvenciára hangolható. Az ilyen rezgőkörös kicsatolás további szelektivitást biztosít és a káros melléksugárzások elnyomásának hasznos segédeszköze.

A csatolókörök jósága általában 2...4 között szokott lenni. Minél kisebbre választjuk Q-t, annál szorosabban kell L_K-t L_T-hez csatolni. $Q=2$ körjóság esetében többnyire már optimális kicsatolás érhető el, ugyanakkor a kör sávszélessége még elég nagy ahhoz, hogy C_K utánhangolása nélkül is átfogja a sávot. A körjóság növekedésével a kicsatolás egyszerűbbé válik: az L_K—L_T-csatolás lazítható. A sávszélesség csökkenése miatt azonban a kört C_K változtatásával esetleg utána kell hangolni, különösen akkor, ha a sáv elejéről a sáv végére hangolunk.

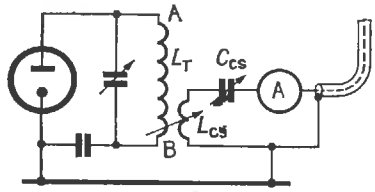
8.1. táblázat. Csatolókörök kapacitásértékei $Q=2$ körjósághoz

Amatőrsáv m	C_K kondenzátor maximális kapacitása a tápvonal hullámellenállása szerint		
	50 Ω	60 Ω	75 Ω
80	450 pF	400 pF	300 pF
40	230 pF	200 pF	150 pF
20	115 pF	100 pF	75 pF
15	80 pF	70 pF	50 pF
10	60 pF	55 pF	40 pF

A 8.1. táblázatban az egyes amatőrsávokhoz szükséges C_K kondenzátor maximális értékeit foglaltuk össze a szokásos koaxiális kábelek hullámellenállásának és $Q=2$ körjóságnak figyelembevételével. A rezonanciához szükséges L_K induktivitás értékét számítással vagy az ismert rezgőköri nomogramok segítségével határozhatjuk meg.

Egy ilyen csatolókör behangolásához a tápvonalat bekötjük, majd L_K-t előbb csak lazán csatoljuk L_T-hez, amikor is C_K ki-beforgatásakor a végfokozat anódáramának változásában határozott maximumot tapasztalhatunk. C_K kondenzátort ebben a maximumhoz tartozó állásban hagyjuk (a beállított érték helyes méretezésekor hozzávetőleg a 8.1. táblázatban feltüntetett értékeknek fog megfelelni), majd L_K és L_T között addig növeljük a csatolás mértékét, amíg a végfokozat növekvő anódárama a kívánt bemeneti teljesítményt ki nem adja; ennél a műveletnél C_K beállított értékét már nem szabad megváltoztatni. A Q körjóságot — mint ismeretes — az L/C viszony növelésével javíthatjuk; ha tehát szükségesnek látszik, C_K kondenzátort kisebb értékre állítjuk, és L_K-t növeljük.

Elektromos szempontból teljesen közömbös, hogy a C_K forgókondenzátort — a 8.3. ábrának megfelelően — L_K csatolótekercs és a kábelér közé kötjük vagy a tekercs másik végére; ez utóbbi megoldást választjuk olyankor, amikor az alkalmazott forgókondenzátor forgórésze földpotenciálon van. A szokásos amatőrszintű kimeneti teljesítményeket alapul véve, a kondenzátoron viszonylag kis feszültségek várhatók, ezért egyszerű vevőtípusú forgókondenzátorokat is használhatunk.



8.3. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatásának javított változata

Az olyan adóvégfokozatoknál, amelyeknél a kimeneti kör egy Π-tag (Collins-szűrő), nem kell külön csatolókört alkalmazni: a koaxiális kábel közvetlenül csatlakoztatható a kimenetre. A Collins-szűrő mint illesztőtranszformátor kiváló felharmonikus-csillapító tulajdonságával tűnik ki (aluláteresztő szűrő), ezért zavarhatása lényegesen kisebb, mint a 8.3. ábrán bemutatott kicsatolási mód esetén. A következőkben a Collins-szűrők egyszerű méretezési eljárását ismertetjük.

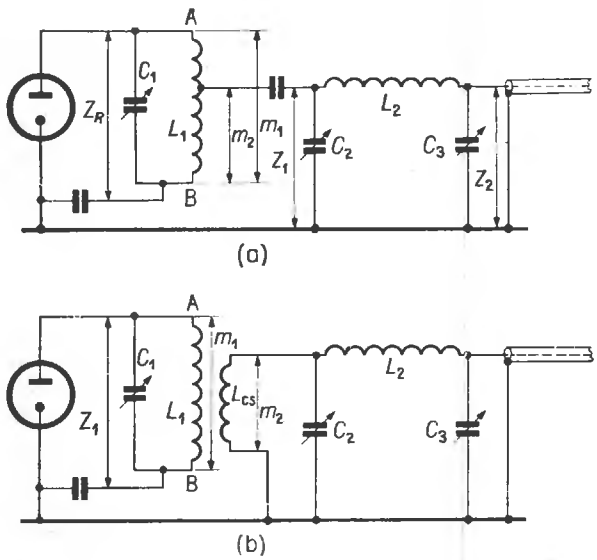
8.1.1.1. Collins-szűrők méretezése

A 8.4. ábrán egy egyszerű aszimmetrikus *Collins-szűrős* adóvégfokozat kapcsolási vázlata látható. Az anódot terhelő Z_R impedancia a (8.1) összefüggéssel határozható meg. Ha a Π-tagot közvetlenül kötjük az anódra [8.4.(a) ábrán *A* pontra], akkor a szűrő Z_1 bemeneti impedanciájának meg kell egyeznie a Z_R terhelőimpedanciával. A Collins-szűrőt azonban általában az anódköri rezgőkör egy megcsapolási pontjára szokás kötni, méghozzá kapacitíve a 8.4.(a) ábra szerinti megoldásban, vagy pedig induktíve egy külön csatolótekercs segítségével [8.4.(b) ábra]. Z_1 értéke ilyenkor az *á* áttételi viszonyból számítható:

$$Z_1 = \frac{Z_R}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}, \qquad (8.4)$$

ahol n_1 és n_2 a megfelelő menetszámokat jelentik.

A szűrő rezgőköri elemeinek méretezésekor bizonyos fokig ellentmondásos követelményeket kell kielégíteni; egyrészt minél nagyobb Q körjóságra (L/C-viszony) kell törekedni, másrészt azonban lehetőleg minél nagyobb kondenzátort kell használni, hogy az a felharmonikustartalom számára minél kisebb értékű rövidzárt képezzen. A gyakorlatban $Q = 10 \ldots 15$ közötti értékek váltak be a legjobban és leginkább $Q = 12$ érték terjedt el.



8.4. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatása Π-szűrőn át:
kapacitív kicsatolás (a) és induktív kicsatolás (b) esetén

C_2 kapacitás kiszámításához első közelítésben az alábbi összefüggés használható:

$$C_2 = \frac{Q}{\omega Z_1}, \qquad (8.5)$$

ahol $\omega = 2\pi f$ a körfrekvencia és f a sávközép-frekvencia.

A gyakorlat számára elegendő pontosságot ad az alábbi egyszerűsített összefüggés:

$$C_2 = \frac{2000}{f \cdot Z_1}, \qquad (8.6)$$

ahol C_2 pF-ban, f MHz-ben és Z_1 kΩ-ban helyettesítendő be.

Ezután kiszámíthatjuk C_3 értékét:

$$\frac{C_2}{C_3} = \sqrt{Z_2/Z_1}, \qquad (8.7)$$

ahol a Z_2 a szűrő kimeneti impedanciája, egyben az alkalmazott koaxiális kábel hullámellenállása (általában 60 Ω).

Az L_2 induktivitás kiszámítása az alábbiak szerint lehetséges:

$$L_2 = \frac{QZ_1 + \omega C_3 Z_1 Z_2}{\omega(Q^2 + 1)}. \qquad (8.8)$$

Ebből kisebb elhanyagolással

$$L_2 \approx \frac{13 \cdot Z_1}{f} + \frac{Z_1 \cdot C_2 \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}{145}, \qquad (8.9)$$

ahol L_2 μH-ben, Z_1 és Z_2 kΩ-ban, C_2 pF-ban és f MHz-ben helyettesítendő be.

A fenti közelítő képlet akkor érvényes, ha $Z_1 = \geqq 10 \cdot Z_2$ és $Q \geqq 10$.

A Π-szűrő behangolását az alábbiak szerint végezzük:

Az anódköri rezgőkört a Π-szűrő nélkül C_1 kondenzátor segítségével rezonanciába hozzuk (anódáram-minimum). Ezután a tápvonallal, illetve antennával terhelt szűrőt az adó kimenetére kötjük. C_3 kondenzátort hozzávetőleg középállásba hozzuk, majd C_2 segítségével anódáram-maximumra hangolunk. Ezután C_3-at kissé elhangoljuk, és C_2-vel ismét maximumra hangolunk; ezt addig folytatjuk, amíg az anódáram a lehető legnagyobb maximumát el nem éri. Ekkor a rendszer rezonanciában és illesztett állapotban van. A hangolási folyamat közben az anódköri rezgőkör hangolókondenzátorát (C_1) változtatni nem szabad: végig az eredetileg beállított rezonanciahelyzetben marad és csak frekvenciaváltoztatás esetén kell utána hangolni.

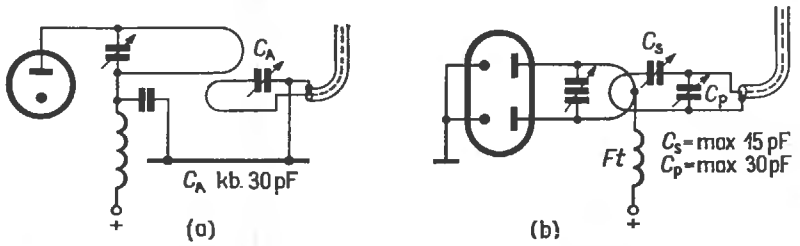
8.1.1.2. Koaxiális kábelek csatlakoztatása ultrarövid hullámú végfokozatokhoz

Koaxiális kábellel táplált ultrarövid hullámú antennákat részben eltérő megoldások segítségével csatlakoztatjuk az adóvégfokozatokhoz. A 8.5. ábrán néhány példa látható.

A 8.5.(a) ábra szerinti kapcsolás a legelterjedtebb megoldás. Ez lényegében megegyezik a 8.3. ábrabeli kapcsolással és egyfázisú, valamint ellenütemű végfokozatoknál egyaránt használható. Mint a 8.5.(b) ábrán látható, az ellenütemű kivitelnél a csatolókör egy C_1 kondenzátorral van párhuzamosan kötve; ezzel és C_s kondenzátorral az esetleges maradék reaktancia kompenzálható.

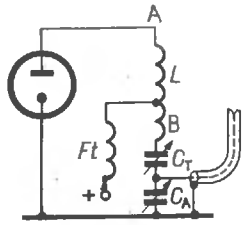
Az ultrarövid hullámú tartományban (145 MHz) a végfokozat anódkapacitása a rezgőköri kapacitás jelentős hányadát képviselheti. Ezért a 8.5.(a) ábra szerinti megoldást alkalmazva egyes esetekben az anódköri rezgőkör megkívánt L/C viszonya már nem biztosítható. Ilyenkor a kis körjóság miatt nem lehet elég szoros csatolást elérni. Ellenütemű végfokozatoknál a probléma ritkábban jelentkezik, ugyanis ez esetben az anódkapacitások a rezgőkörrel sorba vannak kötve, míg az egyfázisú fokozatoknál párhuzamosan.

Lényegesen jobb körjóság és ezzel kedvezőbb kicsatolás érhető el a 8.6. ábra szerinti megoldással. Első pillantásra soros kapcsolásnak tűnik, azonban valójában egy olyan párhuzamos rezgőkörről van



8.5. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatása ultrarövid hullámú végfokozathoz:
(a) szokásos kapcsolás; (b) javított változat ellenütemű végfokozatokhoz

szó, amelynél a rezgőköri kapacitást képviselő anódköri kapacitás, a C_T és C_A soros kapcsolásban vannak; ilyenformán kis eredő kapacitást kapunk, és ennek megfelelően a körjóság is nagy lesz. A koaxiális kábel impedanciahelyes illesztése a C_T és C_A kondenzátorok mint kapacitív feszültségosztók segítségével oldható meg: a két kondenzátor kapacitásainak viszonyát helyesen megválasztva a koaxiális kábel impedanciája a végfokozat kimeneti impedanciához illeszthető. Ezt az állapotot akkor értük el, amikor az anódáram abszolút maximumát éri el. Mivel C_A és C_T a rezgőköri kapacitás részei, C_A minden változtatásakor C_T segítségével a kört ismét utána kell hangolni.



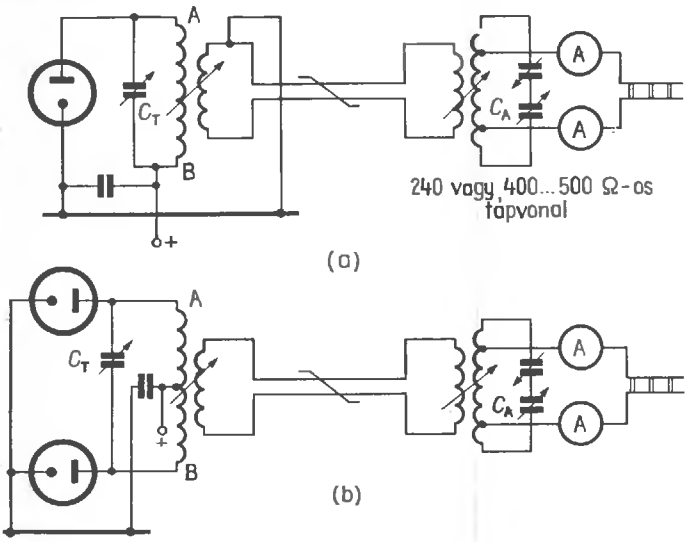
8.6. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatása kapacitív osztón át

8.1.2. Szimmetrikus illesztett tápvonalak csatlakoztatása

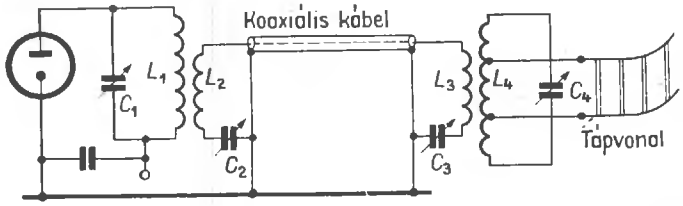
Szimmetrikus tápvonalak csatlakoztatásakor gyakorlatilag közömbös, hogy 240...300 Ω-os tv-kábelről vagy 400...600 Ω hullámellenállású, egyszerű kéthuzalos tápvonalról van szó: az ilyen tápvonalakat legegyszerűbben induktíve lehetne a végfokozat rezgőköréhez csatlakoztatni, azonban a viszonylag nagy, 240...600 Ω-os hullámellenállás miatt a csatolókör menetszáma megközelíti a rezgőköri tekercs menetszámának nagyságrendjét (mintegy felét is elérheti). Ennek következtében a csatolótekercsben indukált feszültség — és a kicsatolható energia is — kicsi lesz. Ezenkívül néha a nagy méretű csatolótekercsek elhelyezése is problémát jelenthet.

Ez a hátrány könnyen kiküszöbölhető, ha a tápvonalat egy hangolt körrel zárjuk le és ezt *hurokcsatoló-vezetékkel* (Link-vezetékkel) csatoljuk a végfokozathoz. A 8.7. ábrán egyfázisú és ellenütemű végfokozathoz alkalmazható megoldásokat mutatunk be.

Hangolásuk úgy megy végbe, hogy a hurokcsatoló-vezeték csatolóköreit (a Link-tekercseket) először csak lazán csatoljuk a kimeneti és a hangolókörhöz, majd C_T segítségével rezonanciára hangolunk (anódáram-minimum). Ezután a hangolókör két — a középponthoz szimmetrikusan elhelyezkedő — megcsapolására kötjük a tápvonalat, majd C_A segítségével a hangolókört is rezonanciába hozzuk (anódáram-maximum). Ilyenkor az anódköri rezgőkör elhangolódik, ezért utána kell hangolni. Ezután a csatolás mértékét kis lépésekben változtatjuk, miközben az anódkört és hangolókört mindig utánahangoljuk. Az optimális beállítás arról ismerhető fel, hogy C_A változtatásakor az anódköri rezgőkör nem hangolódik el és az anódáram a rezonanciabeállítási helyzet körül



8.7. ábra. Illesztett kéthuzalos tápvonal csatlakoztatásának javított változata egyfázisú végfokozatnál (a) és ellenütemű végfokozatnál (b)



8.8. ábra. Tetszőlegesen illesztett szimmetrikus tápvonal csatlakoztatása

szimmetrikusan csökken; ekkor az anódköri terhelés kizárólag ohmos jellegű. Ha ezt az állapotot nem sikerül előidézni, a hangolóköri megcsapolások helyét változtatva, az egész folyamatot addig ismételjük, amíg célt nem érünk.

A hurokcsatoló-vezeték hossza nem kritikus és tv-kábelből, koaxiális kábelből, sőt egyszerű sodrott hálózati vezetékből is készülhet. A 8.8. ábrán koaxiális kábellel megoldott, a már ismertetett módszer tovább javított változatát mutatjuk be: a csatolótekercsek is hangolható kivitelben készülnek: Az adóvégfokozat csatolókörének hangolóelemei L_2—C_2 a 8.3. ábrán ismertetett csatolókörhöz hasonlóan méretezhetők.

Az L_3 induktivitás μH-ben az alábbiak szerint számítható:

$$L_3 = \frac{2Z_K}{6{,}28 \cdot f}, \qquad (8.10)$$

ahol Z_K az L_2 és L_3 tekercseket összekötő koaxiális kábel hullámellenállása Ω-ban és f az üzemi frekvencia MHz-ben.

Példa. $f = 14$ MHz; $Z_K = 60\ \Omega$;

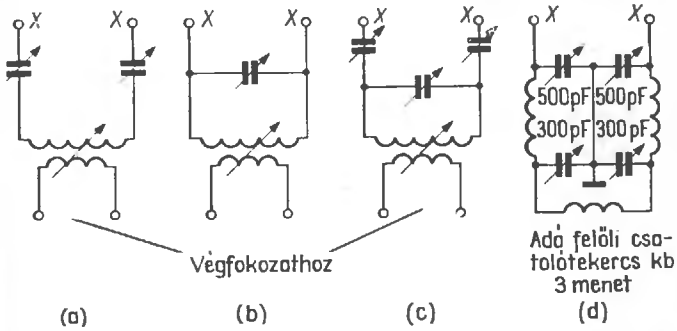
$$L_3 = \frac{120}{6{,}28 \cdot 14} = 1{,}38\ \mu\text{H}.$$

A C_3 kapacitás úgy méretezendő, hogy az L_3 induktivitással az üzemi frekvencián rezonanciában legyen. Az L_4—C_4 hangolókörű elemek hozzávetőleg megegyeznek az anódköri L_1—C_1 elemekkel. A szimmetrikus tápvonal L_4 tekercsbeli csatlakozási pontjai a tápvonal hullámellenállásától függnek és kísérletileg kell meghatározni helyüket. A behangolás legkönnyebben reflektométerrel végezhető el: a koaxiális kábelt valamelyik csatolótekercsnél megszakítjuk, a reflektométert beiktatjuk, ezután az L_4 megcsapolási pontjait, valamint a C_4 és a C_3 kondenzátorok értékeit változtatva igyekszünk $s = 1$ hullámossági tényezőt elérni. Ezt követően C_2 segítségével a végfokozat optimális terhelését állítjuk be.

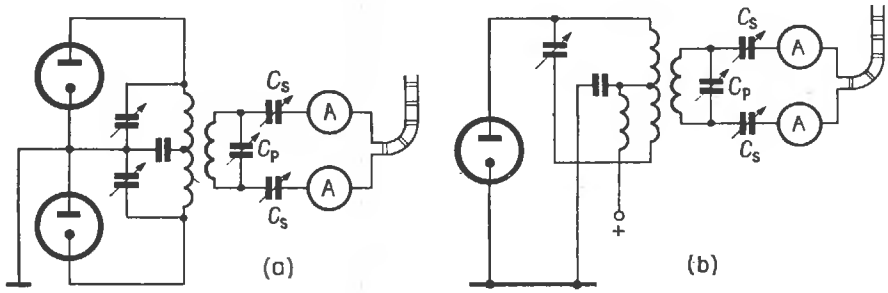
A hangolt tápvonalak következőkben ismertetendő csatolókörei szintén alkalmasak illesztett szimmetrikus tápvonalak illesztésére.

8.2. Hangolt tápvonalak csatlakoztatása végfokozatokhoz

Hangolt tápvonalak csatlakoztatása végfokozatokhoz előtt meg kell állapítani, hogy a tápvonal vége nagy impedanciájú (feszültségmaximum) vagy kis impedanciájú (árammaximum). Áramcsatoláshoz a 8.9.(a) ábra szerinti soros táplálás alkalmazható, míg feszültségcsatoláskor párhuzamos táplálást használunk [8.9.(b) ábra]. Mivel a hangolt tápvonalú antennák szinte kivétel nélkül többsávos üzemben használatosak, célszerű mindjárt a 8.9.(c) ábra szerinti univerzális hangolóberendezést alkalmazni; segítségével feszültség- és



8.9. ábra. Hangolt tápvonalak csatlakoztatása végfokozatokhoz:
(a) áramcsatolás (soros táplálás); (b) feszültségcsatolás (párhuzamos táplálás); (c) univerzális csatolás (áram- és feszültségcsatolás); (d) szimmetrikus Collins-szűrő



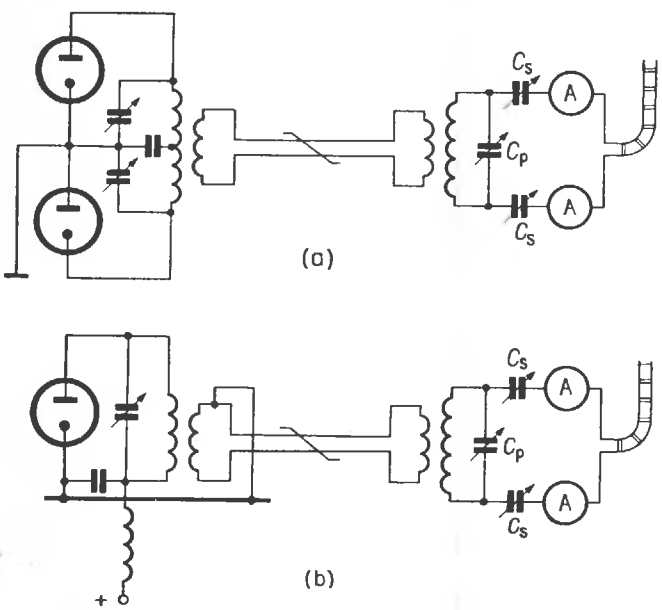
8.10. ábra. Hangolt tápvonal csatlakoztatása ellenütemű végfokozathoz (a) és egyfázisú végfokozathoz (b)

áramcsatolás is elvégezhető. Kiváló felharmonikus csillapító hatása miatt különösen a Collins-szűrő javasolható. Mivel azonban hangolt tápvonalak általában földszimmetrikus kivitelben készülnek, a Π-szűrőt is szimmetrikusan kell elkészíteni [8.9.(b) ábra]. E hangolórendszerek segítségével az antenna—tápvonal komplexum mint egység az üzemi frekvenciára hangolható, miként ez a többsávos antennáknál szinte mindig szükséges.

A hangolt tápvonal szimmetrikus, ezért ellenütemű végfokozatokhoz különösen egyszerűen csatlakoztatható, lévén az is szimmetrikus elrendezésű; ilyen esetet mutat be a 8.10.(a) ábra.

A szimmetrikus tápvonal azonban egyfázisú végfokozatokhoz is jól csatlakoztatható, ha az anódköri hangolókört a 8.10.(b) ábra szerint szimmetrizáljuk; amennyiben a rezgőkör „hidegítésére" szolgáló kondenzátort — és ezzel a nagyfrekvenciás földet — a tekercs középpontjára kötjük, a tekercs két vége „meleggé" és az egész hangolókör földszimmetrikussá válik. Az ilyen megoldásoknál ügyelni kell arra, hogy a hangolókondenzátor forgórésze ugyancsak nagyfrekvenciás potenciálon van; ezért ilyenkor célszerűbb kettős forgókondenzátort alkalmazni, amikor is a két forgórész együttesen földelhető, míg az állórészek mindegyikét egy-egy tekercsvégződésre kötjük.

Az anódköri és hangolóköri tekercsek közötti induktív csatolást változtathatóra kell elkészíteni. Ennek technikai megvalósítása helyszűke miatt nem oldható meg mindig. Ezért sokkal célszerűbbnek látszik az antennacsatoló egységet a végfokozattól függetlenül, attól távolabb elhelyezni és a két kört hurokcsatoló-vezeték segítségével összekötni (8.11. ábra). Maga a hurokcsatoló-vezeték készülhet elegendően nagy keresztmetszetű sodort



8.11. ábra. Kicsatolás hurokcsatoló-vezeték segítségével ellenütemű végfokozat (a) és egyfázisú végfokozat esetén (b)

kéterű vezetékből, hálózati zsinórból, tv-szalagkábelből vagy — leginkább — koaxiális kábelből. Mindkét végét csatolótekercs zárja le és hossza nem kritikus. A csatolótekercs n_k menetszámát kísérleti úton határozzuk meg, általában három menet szokott lenni. Optimális méretezése az alábbi összefüggés szerint végezhető el:

$$n_k = \sqrt{\frac{n_t \cdot Z_1}{Z_R}}, \qquad (8.11)$$

ahol n_k a csatolótekercs menetszáma; n_t az anódköri tekercs menetszáma; Z_1 a hurokcsatoló-vezeték hullámellenállása Ω-ban és Z_R anódköri impedancia; sodort kéterű vezetékek és hálózati zsinórok hullámellenállása 80 Ω körüli.

A hurokcsatoló-vezeték segítségével az anódkör és a csatolókör közötti csatolás mértéke kényelmesen szabályozható. A hurokcsatoló-vezeték lényegében illesztett tápvonal; hullámellenállásának megfelelő impedanciája illeszkedik a hangolóegységhez; ezért hossza nem kritikus és nem is sugároz le energiát. Különösen helytálló a fenti megállapítás, ha a hurokcsatoló-vezeték koaxiális kábelből készült. Az 5.3.2. pontban egy ilyen vegyes táplálásúnak nevezett elrendezést ismertettünk: egy hangolt tápvonal illesztett tápvonalba megy át, amelyet ezután az épületen belül, gyakorlatilag sugárzásmentes lévén — tetszőlegesen fektetve — vezethetünk az adóig.

Az antennacsatoló egységet az antennabevezetés közelében vagy az épületen kívül jól megközelíthetően helyezhetjük el, és a szükséges villámvédelmi levezetéssel kombinálhatjuk. Az ilyen elrendezés előnyei rendszerint bőven kárpótolnak azért a kis kényelmetlenségért, amit az adótól kisebb-nagyobb távolságban levő hangolóegységnek nagyobb frekvenciaváltoztatáskor esetleg szükségessé váló áthangolása okoz. Minthogy a hangolt tápvonalakon kialakuló állóhullámokat az adószoba (és lakás!) hálózati vezetékrendszerétől távol tudjuk tartani, és az illesztett hurokcsatoló-vezeték kis impedanciájú, az ilyen elrendezések a zavarok keletkezésének lehetőségét nagymértékben csökkentik.

A 8.11. ábra szerinti hangolóegységek behangolásának sorrendje a következő.

a) Az anódkört terhelés nélkül rezonanciára hozzuk, esetleg csökkentett anódfeszültségnél. Ezt a beállítást a további hangolási műveleteknél változatlanul hagyjuk.

b) Feszültségcsatolásnál a két C_1 kondenzátort maximális értékre állítjuk és a továbbiakban nem változtatjuk. A C_p kondenzátor segítségével a hangolókört kihangoljuk, míg a két *A* ampermérő maximumot nem mutat. Feszültségcsatolásnál az így mérhető antennaáram nagyon kicsi, ezért előfordulhat, hogy a feszültségmaximum a C_s kondenzátor közelében tartott kis parázsfénylámpa segítségével sokkal jobban indikálható.

A tekercsek közötti csatolás mértékét, továbbá C_p-t addig változtatjuk, amíg a két árammérő műszeren maximális és egyenlő antennaáramot nem kapunk.

Áramcsatolásnál a C_p kondenzátort a legkisebb állásba hozzuk és a további hangolásnál ebben az állásban meg is hagyjuk. Ezután a C_s kondenzátorok és a csatolás mértékének változtatásával szintén maximális és mindkét ágban azonos antennaáramra hangolunk. *Ügyeljünk a műszerek épségére, mert áramcsatolásnál igen nagy antennaáramok léphetnek fel!*

Csak ha tényleg sikerült az optimumot beállítani, kísérelhetjük meg az anódkör óvatos és csekély mértékű utánhangolásával további javulást elérni.

A Collins-szűrő úgyszólván ideális antennahangoló egység, ezért amatőröknél rendkívül népszerű. Sokszor azonban akarva-akaratlanul visszaélnek jó tulajdonságaival és lehetetlen méretű „madzagokat" kísérelnek meg sugárzásra bírni segítségével; ilyenkor persze nem szabad csodálkozni a szinte biztosan jelentkező zavarhatáson.

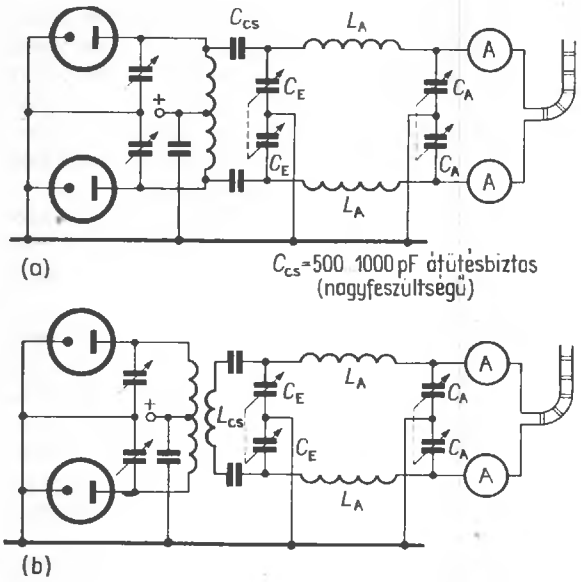
A 8.1.1.1. alpontban röviden már ismertetett Π-szűrőnek számos kedvező tulajdonsága van, ezért még semmilyen más típusú hangolóegység nem tudta kiszorítani. Legfontosabb előnyei az alábbiakban foglalhatók össze.

a) A Collins-szűrővel elméretezett sugárzók és tápvonalak hozhatók rezonanciába.

b) A Collins-szűrővel gyakorlatilag az összes előforduló sugárzó- és tápvonal-impedanciák optimálisan illeszthetők különböző kivitelű adók végfokozatához.

c) A Collins-szűrő rendkívül hatásos aluláteresztő szűrő: csupán az üzemi és annál kisebb frekvenciákat engedi át, vagyis valamennyi üzemi frekvenciánál nagyobb frekvenciájú sugárzást az antennától távol tart. A hatásos felharmonikus csillapítás pedig a zavarok egyik legjobb ellenszere.

Csodákat azonban a Collins-szűrőtől sem lehet várni. Ha az adóberendezés tervezésekor és megépítésekor nem követtünk el mindent annak érdekében, hogy a nemkívánatos felharmonikusok keletkezését és továbbjutását megakadályozzuk, a Collins-szűrőtől sem várható el, hogy ezeket a

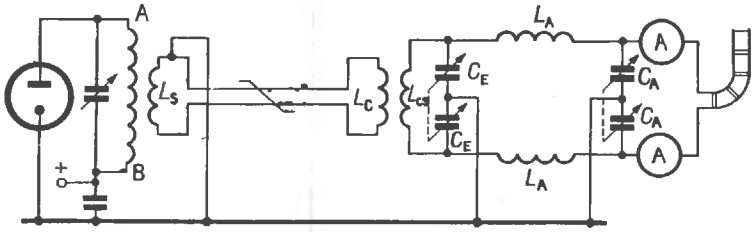


8.12. ábra. Hangolt tápvonal csatlakoztatása szimmetrikus Collins-szűrővel:
(a) kapacitív kicsatolás; (b)) induktív kicsatolás

felharmonikusokat olyan mértékben csillapítsa, hogy azok a napjainkban egyre érzékenyebbé váló és egyre nagyobb teljesítményű antennákkal ellátott tv- és URH-vevőket ne zavarják. A Collins-szűrő csak egy a felharmonikus-elnyomás számos eszköze közül.

Hangolt tápvonalas antennák esetében csak a szimmetrikus Π-szűrők jöhetnek számításba. A 8.12. ábrán bemutatjuk, hogyan csatlakoztatható egy szimmetrikus Collins-szűrő ellenütemű végfokozatokhoz. Egyfázisú végfokozatoknál a 8.10.(b) ábra szerinti módon az anódkört szimmetrizáljuk, majd a csatlakoztatást az ellenütemű fokozathoz hasonlóan végezhetjük. Ha az egyfázisú fokozatot nem akarjuk átépíteni, és ennek ellenére szimmetrikus tápvonalhoz ragaszkodunk, akkor a Collins-szűrőt a 8.13. ábra szerinti megoldásban hurokcsatoló-vezeték segítségével induktíve csatoljuk az anódkörhöz. Ilyenkor ügyelni kell arra, hogy az adóoldali L_s csatolóhuroknak azt a végét kell földelni, amely az anódkör A „melegvége" felé esik. Az L_s hurok és a teljesítményerősítő tekercse, továbbá az L_C és L_K között nagyon szoros csatolást kell beállítani.

Az L_s és L_C tekercsek menetszáma valamennyi rövidhullámú sávban 2...3 menet lehet; célszerű továbbá ezeket úgy elkészíteni, hogy helyzetük kissé változtatható legyen: ilyen állítgatással ugyanis a szimmetria sokszor jelentős mértékben javítható. A C_E kondenzátor szokásos értéke 2 × ×300 pF, míg a C_A kondenzátoré 2 ×500 pF. A forgókondenzátorok kiválasztásakor ügyeljünk a minél kisebb induló kapacitásra (kapacitás-szegény kivitel). Az L_A tekercs optimális menetszámát célszerű kísérleti úton és sávonként különkülön meghatározni; kiindulási adatként egy 80 m-es sávra méretezett tekercs adatai: tekercsátmérő 50 mm, menetszám 30 és a huzalátmérő 3 mm; a tekercs ezüstözött vörösréz huzalból készül. További részletesebb adatok és átkapcsolható Collins-szűrők méretezési adatai az amatőrirodalomban találhatók.



8.13. ábra. Szimmetrikus Collins-szűrő csatlakoztatása egyfázisú végfokozathoz

A Collins-szűrők hangolását az alábbi sorrendben végezzük.

a) A Collins-szűrőt az anódkörről lekötjük, majd utóbbit az üzemi frekvenciára hangoljuk; ilyenkor célszerű a végerősítőcső anód- és segédrácsfeszültségét csökkenteni. A behangolt anódkört a továbbiakban ne változtassuk.

b) Az antennát a Collins-szűrőre, ezt pedig a végfokozatra kötjük; ilyenkor az anódkör elhangolódik, ezért C_E változtatásával ismét rezonanciába hozzuk. A C_A ennél a műveletnél hozzávetőleg középállásban van.

c) Ezután a C_A kondenzátort apránként fokozatosan változtatjuk és az anódkört minden esetben a C_E segítségével utánahangoljuk. Néhány próbálkozás után kideríthető, hogy a C_A-t milyen irányban kell változtatni ahhoz, hogy az antennaáram növekedjék. Ily módon hamarosan megtalálhatók a C_A és a C_E kondenzátorok azon állásai, amelyekhez maximális antennaáram tartozik. Ha az antennaáram mindkét ágban azonos, a hangolási művelet befejezettnek tekinthető.

Új Collins-szűrők első behangolásakor, továbbá új antenna beállításakor a hangolási művelet *a*, *b* és *c* pontja az L_A különböző menetszámainál megismétlendő annak érdekében, hogy a tekercs optimális induktivitását kísérletileg meghatározzuk.

Ha a behangolás végén a két ágban folyó antennaáram nem egyezik meg, akkor a Collins-szűrő és az anódkör közötti csatolást addig változtatjuk, amíg sikerül azonos műszerkitérést elérni. Ebben a beállításban azután a hangolási művelet *b* és *c* pontjait megismételjük.

8.3. Összefoglalás

Az adóvégfokozat és a tápvonal közötti illesztésre általában sajnos kevesebb figyelmet szokás szentelni, mint az antenna és a tápvonal illesztésére. Ez pedig hiba, mert mindkét beállítás egyformán fontos. A helytelenül beállított teljesítménykicsatolás a hatásfokot csökkenti, az anód-disszipációt növeli és veszélyezteti a végerősítőcső épségét.

A tápvonal és az adóvégfokozat illesztésének fent ismertetett módozatai — amely felsorolás messzemenően nem tart igényt a teljességre — a kezdő amatőrt megzavarhatják. Ezért a legkedvezőbb illesztési módozat kiválasztásának megkönnyítése céljából összefoglalóan megállapítható:

a) A legegyszerűbb és a legkevésbé anyagigényes illesztést a koaxiális kábel igényli. Az illesztőkörök közül különösen a 8.3. ábra szerinti ajánlható.

b) Ha szimmetrikus, kéthuzalos tápvonalat kell illesztenünk, a 8.3. ábra szerinti „alapkapcsolást" kiegészítjük a 8.8. ábrán bemutatott kapcsolással; ha ezt a 8.7. és a 8.11. ábrabeli kapcsolásokal összevetjük, a közös alapelv könnyedén felismerhető. A 8.8. ábra szerinti kapcsolás hangolt tápvonalak illesztésére is alkalmas, amennyiben ezek feszültségcsatolásosak. Áramcsatolás esetében még $2C_s$ soros kondenzátort kell a hangolókörbe iktatni (lásd a 8.11. ábrát).

Fentiek alapján a 8.8. ábrabeli megoldás tényleg alapkapcsolásnak tekinthető, amelynek segítségével úgyszólván valamennyi illesztési probléma megoldható, ha az L_4—C_4 hangolókört helyesen méretezzük. Ezenkívül annak az egyre terjedő általános törekvésnek is megfelel, amely szerint a korszerű amatőr adóberendezések kimenetét koaxiális csatlakoztatásra képezik ki.

Az illesztés optimális voltát folyamatosan ellenőrizhetjük állóhullámarány-mérő segítségével. Ezeket a többnyire koaxiális kivitelű, egyszerű kis segédeszközöket minden amatőr házilag is elkészítheti (lásd a 31.2. alfejezetet). A 8.8. ábra koaxiális hurokcsatoló-vezetékébe a reflektométer könnyedén beiktatható. Segítségével illesztett tápvonalak optimális illesztése könnyen elvégezhető és üzem közben folyamatosan ellenőrizhető.

9.

Rövidhullámú antennák

A kezdő amatőr számára az első pillantásra talán nehéz az antenna-irodalomban található rendkívül sokféle és néha titokzatosnak tűnő elnevezésű antenna közül a céljainak legmegfelelőbb típust kiválasztani. Ilyenkor általában a több-kevesebb tapasztalattal bíró amatőr „szomszédjához" fordul, de az itt kapott tanácsok sem feltétlenül a leghelyesebbek: sokan ugyanis azt a darab „madzagot" tartják a világ legjobb antennájának, amelyiyel éppen dolgoznak, és amellyel történetesen sikerült már egy 5—8-as riportot — a szomszéd körzetből — kapni!

De még az „öreg rókák" között is néha híre terjed egy újabb „csoda" antennának, hogy azután — hosszabb-rövidebb tündöklés után — mint egy már régebben ismert antennatípus valamilyen változataként lelepleződve ismét a feledés homályába merüljön.

Az egyes antennák tulajdonságait, és a fizikai törvények által meghatározott teljesítőképességüket csak az tudja helyesen megítélni, aki az antennatechnika alapjaival foglalkozó korábbi fejezeteket alaposan tanulmányozta. Ebben a fejezetben megkísérelünk rendet teremteni a rendkívül sokféle antennák látszólagos összevisszaságában, és a kezdők számára kellő áttekintést nyújtani.

Elsőnek a félhullámú sugárzók nagy családját vegyük szemügyre. Elektromos hosszuk $\lambda/2$ és fő sugárzási irányuk hossztengelyükre merőleges. Ezekhez az egyszerű félhullámú antennákhoz az alábbiak tartoznak.

— a Windom-antenna;
— az Y-antenna;
— a sodort huzalú tápvonalas félhullámú dipólus;
— a hurok-dipólus;
— a koaxiális kábel-táplálású dipólus és
— minden széles sávú félhullámú dipólus.

Ezekhez még hozzászámíthatjuk a Zeppelin-antennák többsávos kiviteli formáit, a W 3 DZZ-antennát, a G 5 RZ-antennát és általában a többsávos kivitelű dipólusokat.

Teljesítőképesség tekintetében ezek a különféle kiviteli formák azonosak, a különbség csupán a táplálás módjában van. Az energia betáplálásának miként je bizonyos mértékben a sugárzási jelleggörbét is befolyásolhatja. Ha azonban feltételezzük, hogy az antenna optimálisan van illesztve, akkor hatásfok vonatkozásában különbséget nem fogunk tapasztalni.

Ha a félhullámú dipólust középpontjában megdöntjük a vízszintes síkban, akkor a vízszintes irányjelleggörbe (*E* síkbeli jelleggörbe) fog megváltozni, míg a függőleges síkban megdöntve, a függőleges sugárzási szög változik meg.

Az irányjelleggörbe nemkívánatos deformációját okozhatják a sugárzó közelében elhelyezkedő parazitasugárzók (ereszcsatornák, légvezeték stb.), továbbá — kis magasságban kifeszített antennáknál — a talajviszonyok is. Az esetek többségében a felsorolt tényezők hatására vezethető vissza az a tapasztalat, hogy két, többé-kevésbé azonos felépítésű antenna a telepítés körülményeitől függően nagyon eltérő eredményeket adhat.

Rádióvételi zavar (BCI) és televízióvételi zavar (TVI) vonatkozásában a fent felsorolt félhullámú

sugárzók között már lényeges különbségek tapasztalhatók. Alapvetően megállapítható, hogy a kis ohmos táplálású és a helyesen illesztett antenna okoz legkevesebb rádió- és televízióvételi zavart. Azt is le kell azonban szögezni, hogy a zavaró fel- és mellékharmonikusok nem az antennában, hanem az adóban keletkeznek: elhárításukról elsősorban tehát már ott kell gondoskodni. A zavaró frekvenciákat ugyanis egyes esetekben — mint pl. a Windom-antennánál — a tápvonal és az antenna igen jó hatásfokkal képes lesugározni, és még kis ellenállású tápvonal sem csillapítja a kellő mértékben. Sűrűn lakott területeken ezért koaxiális táplálású dipólust, W 3 DZZ-antennát, sodort huzalú tápvonalas félhullámú dipólust és hurokdipólust célszerű alkalmazni. Mindezek hozzávetőleg azonos hatásfokkal dolgoznak; csupán a többsávos W 3 DZZ-antenna nyeresége növekszik valamelyest a 20 m-es, 15 m-es és 10 m-es sávokban.

A félhullámú antennák különleges kiviteli formája az ún. *huzalantenna*. Ezek olyan sugárzók, amelyek több sorosan elhelyezett $\lambda/2$ szakaszból állnak. Ilyenkor az egyes félhullámú szakaszok szükségszerűen ellenfázisban gerjesztődnek. Az antenna hosszának növelésével az irányjelleggörbe főnyalábjai felhasadnak és egyre inkább az antenna hossziránya felé állnak be.

A huzalantennák közé az alábbiak tartoznak:

— az egyszerű huzalantenna;
— a DL 7 AB többsávos antenna;
— a V-antenna és
— a rombuszantenna.

Ezeknek a kiviteli formáknak már kifejezett irányító hatásuk van, és segítségükkel a négy fő sugárzási irányban kiváló eredmények érhetők el. Mivel emellett meglehetősen széles sávúak, mechanikai méretezésük sem kritikus.

A huzalantennák legfontosabb előnye, hogy elkészítésük nem költséges, azonban telepítésükhöz igen sok hely kell; ezért kedvező tulajdonságait elsősorban városon kívül lakó amatőrök hasznosíthatják. Leginkább ajánlható kiviteli formája a V-csillag, mivel ez többsávos antenna is, továbbá minden irányban jó eredményeket ad; az antennanyereség és az irányító hatás a sugárzók hosszával nő.

Az antennák további csoportja az *oldalirányú* vagy merőleges sugárzók. Ezek olyan antennák, amelyek hossziránykra merőlegesen többé-kevésbé élesen nyalábolva sugározzák le az energiát. Rendszerint azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólusok kombinációja, néha függőlegesen egymás fölé több emeletben elhelyezve. A merőleges sugárzók legegyszerűbb válfaja az azonos fázisban táplált teljeshullámú dipólus. Nagyobb testvéreit fekvő H-antenna („lusta Henrik"), W 8 JK-antenna, Bisquare, ZL-Beam és HB 9 CV-antenna néven szokás említeni. Mindegyiküket lapos sugárzási szög (kis sugárzási szög a *H* síkban) és nagy antennanyereség jellemzi. Viszonylag kis helyen elférnek és nem is túl költségesek. Legfontosabb hátrányuk, hogy csak *egy irányban* sugároznak; kivételt képez a fekvő H-antenna, melynek mindkét irányban azonos nyeresége van.

Közel azonos antennanyereség érhető el a *forgatható, irányító hatású antennák* (irányantennák) fősugárzás irányában. Döntő előnyük, hogy segítségükkel valamennyi égtáj felé azonos nyereséget lehet elérni és kis helyen elférnek. Ugyanakkor viszont elkészítésük munkaigényes és mechanikailag néha bonyolult feladat. A forgatható irányusugárzó ez idő szerint ismeretes legolcsóbb és talán legnagyobb hatásfokú kiviteli formája a Quad; a viszonylag drága csőanyag helyett huzalból készül, ugyanakkor kételemes kivitelben a háromelemes Yagi-antennáéval azonos nyereséget biztosít.

Végül a *függőleges sugárzók* családjának legismertebb és legegyszerűbb tagja az egyszerű botantenna, amely rendkívül kis helyen elfér és körsugárzó. Nagy közkedveltségnek örvend a groundplane, amelynek körsugárzó mivolta ellenére — helyes méretezés esetén — igen kis függőleges sugárzási szögének köszönhetően még antennanyeresége is van. A függőleges elrendezésű félhullámú sugárzók telepítéséhez kétszer olyan magas tartószerkezet szükséges, mint a groundplane esetében — tulajdonságai nagyjából meg is egyeznek utóbbiéval —, azonban az elérhető antennanyereség alig nagyobb.

Ezzel nagyjából át is tekintettük a legfontosabb antennatípusok tulajdonságait és alkalmazási területeiket.

Az optimális antenna kiválasztását gyakran helyi adottságok, illetve körülmények korlátozzák. Ilyenek például:

a) lakóépületek stb. helyzete, esetleges légvezetékek és azok iránya, közterületek; számításba jövő antenna-felfüggesztési, illetve rögzítési lehetőségek, azok tulajdonjogi vonatkozásai; a meglevő villámhárító és védő földhálózatok; városrendészeti és építészeti szempontok;

b) az antenna létesítési költségei, amelyhez az esetleg igénybe vett szakipari munka (tetőfedés), továbbá biztonsági óvintézkedések (állványzat, biztonsági kötél stb.) járulnak;

c) anyagbeszerzési lehetőségek;

d) kézügyesség és mechanikai készség.

A fentiekből látható, hogy minden antennaépítést gondos és alapos tervező munkának kell megelőznie. A következő fejezetekben ismertetendő, az amatőr gyakorlatban jól bevált antennatípusokból minden amatőr igényeinek és körülményeinek legjobban megfelelőt választhatja ki és készítheti el.

10.

Félhullámú antennák

A rövidhullámú tartományban alkalmazott félhullámú antennák főleg táplálásuk módjában különböznek egymástól, míg tulajdonságaik messzemenően megegyeznek a 3.1. alfejezetben tárgyaltakkal. A félhullámú sugárzókat alkalmazásuknak megfelelően az alábbiak szerint csoportosíthatjuk:

— egysávos antennák;
— többsávos antennák és
— kis helyigényű, kis méretű antennák.

Ez utóbbiak többnyire csökkentett mechanikai méretű elemekből állnak.

10.1. Egysávos antennák

Az egysávos félhullámú dipólus-antennák a táplálási módjuk miatt felharmonikusan nem gerjeszthetők (illesztett tápvonal). Ez azt jelenti — mint az elnevezésből is kitűnik —, hogy *csupán egy amatőrsávban használhatók.*

10.1.1. Az Y-antenna

Az *Y-antenna* illesztett tápvonal segítségével gerjesztett félhullámú dipólus. A tápvonal csatlakoztatása a 6.1. alfejezetben már tárgyalt delta-illesztő tag segítségével oldható meg. A sugárzó hossza minden esetben $\lambda/2$, szorozva a rövidítési tényezővel. Geometriai méreteit — akárcsak valamennyi, a rövidhullámú tartományban dolgozó félhullámú antennáét — a következő képlet segítségével számíthatjuk:

$$l = \frac{142\,500}{f}, \qquad (10.1)$$

ahol l m-ben és f kHz-ben helyettesítendő be.

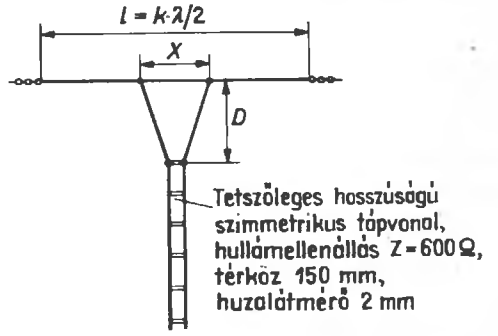
A delta-illesztés két, a sugárzó középpontjában szimmetrikusan elhelyezkedő csatlakozási pontja közötti X távolság (10.1. ábra) az alábbiak szerint számítható:

$$X = \frac{36\,000}{f}, \qquad (10.2)$$

és az illesztőtag D hossza:

$$D = \frac{45\,100}{f}, \qquad (10.3)$$

ahol X és D m-ben, f pedig kHz-ben helyettesítendő be.

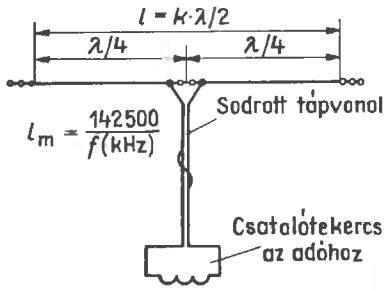


10.1. ábra. Y-antenna

A hangolatlan tápvonal hullámellenállása 600 Ω és legegyszerűbben az 5.4. ábra alapján méretezhető. Az egyes huzalok átmérője 2 mm, a huzal térköz 150 mm. Az Y-antenna — mint klasszikus félhullámú sugárzó — jelleggörbéje a 3.10. ábrán látható.

10.1.2. Sodort tápvonalú félhullámú dipólus

Az antenna (10.2. ábra) tápvonala kéterű, sodort gumiszigetelésű kábel. Az ilyen kábelek hálózati vezeték néven számos változatban kaphatók a kereskedelemben; hullámellenállásuk általában 80 és 100 Ω között van. Ezeknek a — tulajdonképpen mindig csak szükségmegoldást jelentő — hálózati vezetékeknek a csillapítása főleg a nagyobb frekvenciás amatőrsávokban igen nagy. Ezért sodort hálózati vezetékeket tápvonalként legfeljebb a 80 és 40 m-es sávban dolgozó antennákhoz célszerű alkalmazni, de ilyen esetekben is törekedni kell arra, hogy a tápvonal minél rövidebb legyen.



10.2. ábra. Sodort tápvonalú félhullámú dipólus

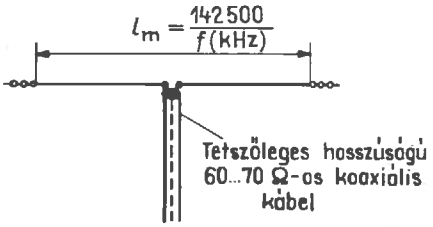
Veszteség szempontjából lényegesen kedvezőbb a lapos, vagyis nem sodort hálózati vezeték. Ennél a két ér párhuzamosan helyezkedik el egymás mellett. A szigetelőanyag általában PVC, mely kisebb csillapítású és időállóbb anyag mint a gumi.

Mint ismeretes, a félhullámú dipólus talpponti ellenállása kereken 65 Ω. A sodort tápvonal általában valamivel nagyobb hullám-ellenállását úgy illesztjük helyesen a sugárzóhoz, hogy — mint a 10.2. ábrán is látható — a két csatlakozási pontot a sugárzó középpontjához képest, ahhoz szimmetrikusan addig távolítjuk, amíg az illesztett tápvonalon álló hullámok már nem mérhetők.

10.1.3. Koaxiális kábellel táplált dipólus

A koaxiális kábel a rövidhullámú tartományban is tökéletes tápvonal, amellyel a félhullámú dipólust a 10.3. ábra szerint táplálhatjuk.

A figyelmes olvasónak nyilván fel fog tűnni, hogy ez esetben szimmetrikus antennát aszimmetrikus tápvonal segítségével táplálunk. Gyakorlati tapasztalatok alapján azonban ez a megoldás — legalábbis a rövidhullámú tartományban — különösebb hátrány nélkül használható, hacsak a kábelhossz véletlenül nincs rezonanciában az üzemi frekvenciával (köpenyhullámok). A két sugárzófél aszimmetrikus gerjesztése következtében az irányjelleggörbe némileg deformálódhat. A szimmetrizálás legegyszerűbben szimmetrizáló csonk (lásd a 6.4. alfejezetet) vagy gamma-illesztés (lásd a 6.3. alfejezetet) segítségével oldható meg.

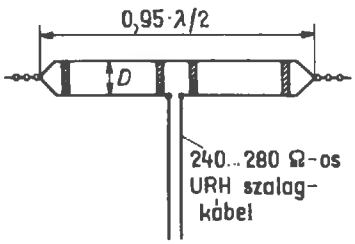


10.3. ábra. 60 Ω-os koaxiális kábellel táplált félhullámú dipólus

10.1.4. A hurok-dipólus

Az ultrarövid hullámú tartományban közkedvelt *hurok-dipólus* mint rövidhullámú antenna is eredményesen használható. Valamivel szélesebb sávú, mint az egyszerű dipólus. Egyik legkedvezőbb tulajdonsága, hogy talpponti ellenállása 240 Ω, ezért a kereskedelemben könnyen hozzáférhető tv-szalagkábelhez közvetlenül csatlakoztatható. Egyéb tulajdonságai megegyeznek az egyszerű dipólus tulajdonságaival.

Hurok-dipólus kizárólag egysávos üzemben használható; rövidítési tényezője $k = 0{,}95$, vagyis valamivel hosszabb, mint az egyszerű dipólus (10.4. ábra).



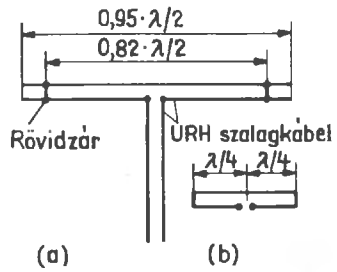
10.4. ábra. A hurok-dipólus mint rövidhullámú antenna

A két párhuzamos huzalsugárzó közötti D térköz a különböző amatőrsávokban az alábbiak szerint alakul:

3,5 MHz-nél 20 cm;
7 MHz-nél 15 cm;

14 MHz-nél 10 cm;
21 MHz-nél 8 cm; és
28 MHz-nél 5 cm.

Rövidhullámú hurok-dipólust készíthetünk tv-szalagkábelből is a 10.5. ábra alapján. Ilyenkor azonban figyelembe kell venni, hogy a sugárzó két párhuzamos huzala között kábelszigetelés van. Ugyanis, ha a hurok-dipólust két párhuzamosan kapcsolt, félhullámú vonalszakasznak tekintjük, a szigetelőanyag permittivitása (dielektromos tényezője) nem befolyásolja a k rövidítési tényezőt; értéke változatlanul 0,95. De az ilyen hurok-dipólust két sorbakapcsolt, rövidrezárt negyedhullámú szakasznak is tekinthetjük [10.5(b) ábra], amikor is a két huzal közötti szigetelőanyag permittivitása már nem hagyható figyelmen kívül. A szalagkábel rövidítési tényezője ekkor 0,82. Ezek szerint ha a sugárzó geometriai hossza $0{,}95 \cdot \lambda/2$, akkor a sugárzó rezonanciában lesz ugyan, de mivel a negyedhullámú szakaszok túl hosszúak, induktív reaktanciát is fog tartalmazni a talpponti ellenállás. Amennyiben pedig a rövidítési tényezőt 0,82-dal vesszük figyelembe, az antenna nem lesz rezonanciában és talppontjában ugyancsak jelentkezik reaktancia. A látszólag ellentmondásos, kettős követelmény legegyszerűbb megoldását a 10.5.(a) ábra szemlélteti: a sugárzó geometriai hosszát $0{,}95 \cdot \lambda/2$-re méretezzük, de a rövidzárakat $0{,}82 \cdot \lambda/2$ távolságra létesítjük.



10.5. ábra. Tv-szalagkábelből készült hurok-dipólus

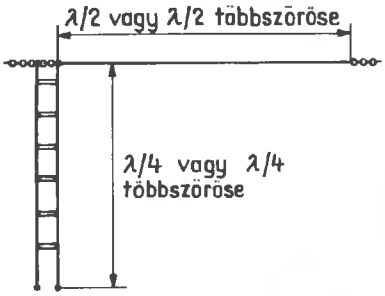
Szalagkábelből készült antennákat kis súlyuk és hajlékonyságuk miatt szívesen alkalmazzák hordozható berendezésekhez. A szigetelőanyagként szolgáló műanyag (rendszerint polietilén) meleg forrasztópáka segítségével könnyen és tartósan alakítható, hegeszthető; ezért a sugárzó és a tápvonal mechanikai rögzítése egymáshoz nem okoz különösebb gondot.

10.2. Többsávos félhullámú sugárzók

Ha félhullámú sugárzót felharmonikusan akarunk üzemeltetni, elektromos szempontból kifogástalan táplálás csak hangolt tápvonal segítségével érhető el. Az *illesztett* tápvonalas, többsávos antennák minden esetben csak kompromisszumos megoldást jelentenek, amelycknél a többsávos üzem csak többé-kevésbé sugárzó tápvonal vagy egyéb hátrányos körülmény révén érhető el.

10.2.1. Zeppelin-antenna

A klasszikus *Zeppelin-antenna* — amelyet néha röviden csak *Zepp* néven találhatunk az irodalomban — olyan egyszerű félhullámú sugárzó, amelyet egyik végén (áramcsomópontban) hangolt kéthuzalos tápvonal segítségével szokás táplálni (10.6. ábra). A tápvonal egyik huzalját a sugárzóhoz kötik, míg a másikat szigetelten szabadon hagyják.



10.6. ábra. Zeppelin-antenna

Ha a tápvonal hossza a $\lambda/4$ *páros számú többszöröse* ($2 \cdot \lambda/4$, $4 \cdot \lambda/4$, $6 \cdot \lambda/4$ stb.), akkor a tápvonal elején és végén azonos áram-, illetve feszültségviszonyok alakulnak ki. Ha pedig a tápvonal $\lambda/4$, $3 \cdot \lambda/4$, $5 \cdot \lambda/4$ stb., vagyis $\lambda/4$ *páratlan számú többszöröse*, akkor a tápvonal elején fordított áram- és feszültségviszonyok lépnek fel, mint a végén. Amennyiben tehát a tápvonal hossza pl. $2 \cdot \lambda/4$, a sugárzó végén és a tápvonal felső végén feszültségmaximum van. Ilyenkor *feszültségcsatolásról* beszélünk. Ha azonban a tápvonal hossza pl. $7 \cdot \lambda/4$, a sugárzó végén a feszültségmaximum megmarad, de a talppontnál feszültségminimum (illetve árammaximum) alakul ki. Ez esetben *áramcsatolásról beszélünk*.

Egy 80 m-es sávra méretezett félhullámú Zeppelin egyúttal többsávos antennaként is használha-

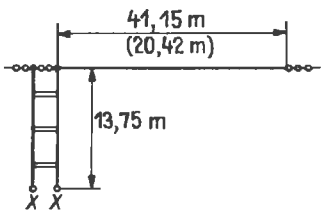
tó: a 40-es sávban egészhullámú üzemben fog működni, míg a 20, 15 és 10 m-es sávban 2λ, 3λ és 4λ hosszúságú Zeppelin-táplálású huzalantennaként fogható fel. Ha a tápvonal hossza kb. 40 m, vagyis a 80 m-es üzemben mintegy $2 \cdot \lambda/4$ hosszúságú, akkor minden sávban feszültségcsatolással dolgozhatunk. Ha a tápvonal hossza csupán 20 m (vagyis 80 m-es sávban $\lambda/4$), akkor 3,5 MHz-en áramcsatolás, a többi sávban feszültségcsatolás alkalmazható.

A hangolt tápvonal csatlakoztatásához az adóvégfokozatokhoz célszerű megfelelő antennacsatolót használni, amiről már az 5.3.2. pontban beszéltünk. Alkalmas antennacsatolókat a 8.2. alfejezetben ismertettünk.

A tápvonal hosszát nem célszerű pontosan $\lambda/4$-re vagy annak egész számú többszörösére méretezni, mert ilyenkor a földhöz viszonyítva azonos fázisú hullámok alakulhatnak ki, és a tápvonal fokozott mértékben sugároz. A 12.5 és 14 m közötti hosszúságú tápvonalak használatakor az említett zavaró jelenségek alig lépnek fel, és egy jó antennacsatoló segítségével az antenna minden sávon rezonanciára hangolható.

10.2.1.1. Többsávos Zeppelin-antenna

Egy, a fenti meggondolások alapján méretezett többsávos Zeppelin-antennát mutatunk be a 10.7. ábrán. Ez az antenna a 80, 40, 20 és 15 m-es sávban áramcsatolással, míg a 10 m-es sávban feszültségcsatolással működik. Készíthető 20,42 m hosszúságú huzalból is, ilyenkor azonban a 80 m-es sávban Zeppelin-táplálás nem alkalmazható.

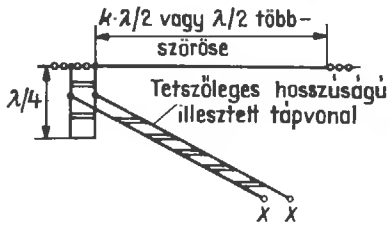


10.7. ábra. Többsávos Zeppelin-antenna

Szükségmegoldásként ilyenkor a tápvonal adó felőli vége rövidrezárható és Collins-szűrővel csatolható az adó-végfokozatához. Ilyenformán a sugárzó még a 80 m-es sávban is mint egyszerű L-antenna üzemeltethető.

Ha egy végtáplálású antennát csak egy sávban óhajtunk üzemeltetni, akkor célszerű a sugárzó végét rövidrezárt negyedhullámú vonalszakasszal lezárni, és illesztett kéthuzalos tápvonallal táplálni (10.8. ábra).

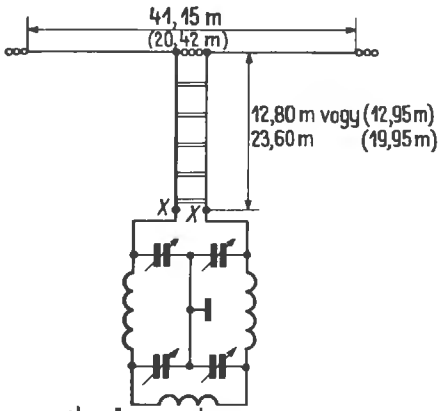
Az illesztő vonalszakasz működésére és méretezésére a 6.6. alfejezetben mondottak érvényesek. Tetszőleges hosszúságú illesztett tápvonalként a kereskedelmi tv-szalagkábelt vagy a saját készítésű kéthuzalos tápvonalat használhatjuk.



10.8. ábra. Illesztett kéthuzalos tápvonallal gerjesztett végtáplálású sugárzó

10.2.1.2. A kettős Zeppelin (doublet)

A középpontjában szimmetrikusan táplált sugárzó irányjelleggörbéje közelíti meg leginkább az ideális alakot. Az ilyen, hangolt tápvonallal középpontjában táplált antenna kettős Zeppelinnek is nevezhető, de a nemzetközi irodalomban általában doublet néven emlegetik. A doublet többsávos üzemre is alkalmas (10.9. ábra).



10.9. ábra. Hangolt tápvonallal központban gerjesztett többsávos antenna (kettős Zeppelin)

A kettős Zeppelin-antennánál szintén könnyen alakulnak ki a földhöz képest azonos fázisú zavaró hullámok, ha a tápvonal és a hozzá csatolt su-

gárzófél az üzemi hullámhossz felének egyész számú többszöröse. Célszerű tehát a tápvonalat rezonanciába hozni. A 10.1. táblázatban kikísérletezett kettős Zeppelin-antenna méreteket közlünk, olyan tápvonalhosszal, amelynél azonos fázisú zavaró hullámok nem lépnek fel.

A tápvonal lehangolása és csatlakoztatása az adóvégfokozathoz a 8.2. alfejezetben ismertetett elrendezések segítségével oldható meg.

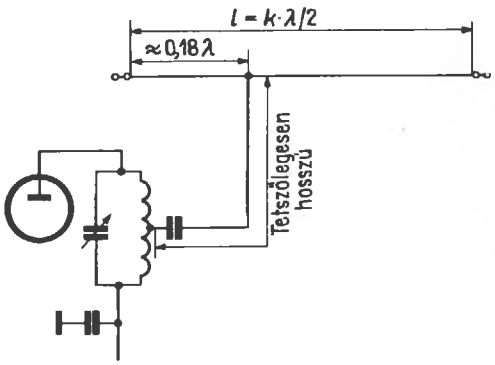
10.1. táblázat. Többsávos kettős Zeppelin-antennák kipróbált méretei

Sugárzó teljes hossza	Hangolt tápvonal hossza	Amatősáv	Kicsatolás módja
m	m	m	
41,15	12,80	80	feszültségcsatolás
		40	feszültségcsatolás
		20	feszültségcsatolás
		15	feszültségcsatolás
		10	áramcsatolás
41,15	23,60	80	feszültségcsatolás
		40	feszültségcsatolás
		20	feszültségcsatolás
		15	feszültségcsatolás
		10	feszültségcsatolás
20,42	12,95	80	áramcsatolás
		40	feszültségcsatolás
		20	feszültségcsatolás
		15	feszültségcsatolás
		10	feszültségcsatolás
20,42	19,95	80	feszültségcsatolás
		40	áramcsatolás
		20	feszültségcsatolás
		15	áramcsatolás
		10	feszültségcsatolás

Ha a kettős Zeppelin-antennát kizárólag egysávos üzemben használjuk, akkor a 6.6. alfejezetben ismertetett negyedhullámú illesztőelemmel tetszőleges hosszúságú hangolatlan tápvonalon keresztül is táplálhatjuk. Ha a teljes sugárzóhossz legalább 1λ hosszúságú vagy λ egész számú többszöröse (feszültségmaximum a táplálási pontban), rövidrezárt negyedhullámú illesztőelemet alkalmazhatunk; ha a sugárzóhossz $\lambda/2$, vagy annak páratlan számú többszöröse, nyitott negyedhullámú illesztőtag kerülhet alkalmazásra.

10.2.2. A Windom-antenna

Még az amatőrrádiózás hőskorában fejlesztette ki Lorenz Windom, W 8 GZ, a róla elnevezett *Windom-antennát*. Ez egy olyan félhullámú sugárzó, amelyet egy tetszőleges hosszúságú, illesztett egyhuzalos tápvonal segítségével táplálhatunk. Az egyhuzalos illesztett tápvonal alkalmazásának elvi alapja az a tény, hogy egy 1,5...2 mm átmérőjű huzal hullámellenállása hozzávetőleg 500 Ω, ha az elektromosan kifogástalan föld felett húzódik. Ha tehát a sugárzón találunk egy olyan pontot, amelynek impedanciája szintén 500 Ω, akkor az egyhuzalos tápvonalat ehhez a ponthoz csatlakoztatva illesztés érhető el. A félhullámú huzalantennánál ez a pont a sugárzó végétől közelítően $0{,}18\lambda$ távolságra van (10.10. ábra.)



10.10. ábra. Windom-antenna

A Windom-antenna jó működésének alapfeltétele a kifogástalan földelés, ugyanis a föld jelenti tulajdonképpen a tápvonal hiányzó, második vezetékét. Ez a körülmény okozza a legtöbb problémát ennél a korszerűnek éppen nem mondható antennatípusnál; hozzájárul ehhez az is, hogy a tápvonal minél hosszabb szakaszát az antennához merőlegesen kell vezetni, ezenkívül erősebb törés a vonalvezetésben kerülendő, akár csak az épület falának, az ereszcsatornának közelítése is: ez ugyanis ellenőrizhetetlen mértékben befolyásolja a tápvonal hullámellenállását.

A sugárzó l hosszának és az A csatlakozási pontnak az antenna végétől mért távolsága az alábbi összefüggések alapján méretezhető:

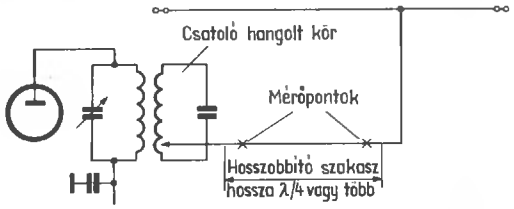
$$l = \frac{143\,000}{f} \qquad (10.4)$$

és

$$A = \frac{54\,000}{f} \qquad (10.5)$$

ahol l és A m-ben és f kHz-ben helyettesítendő be.

A helyes csatlakozási pont meghatározásának legegyszerűbb módja az, hogy ha az egyhuzalos tápvonalat a szükségesnél legalább $\lambda/4$-del hosszabbra méretezzük, és ezt a megtoldott szakaszt úgy feszítjük ki, hogy könnyen hozzáférhető legyen. Ezután a nagyfrekvenciás áramot (vagy pedig a nagyfrekvenciás feszültséget) a toldalékdarab különböző pontjain megmérjük. A csatlakozási pont változtatásával elérhető egy olyan állapot, amikor a nagyfrekvenciás áram (illetve nagyfrekvenciás feszültség) a toldalékdarab minden pontján közelítően egyenlő lesz. Ilyenkor az áram értékének nincs jelentősége, és óvakodjunk attól, hogy esetleg árammaximumra vagy feszültségmaximumra hangoljunk. Ha a toldalék tápvonalszakasz minden pontján közelítően azonos nagyfrekvenciás áram mérhető, a tápvonal gyakorlatilag illesztettnek tekinthető. Ezután a toldalék tápvonalszakaszt a tápvonalból kiiktatjuk (10.11. ábra).



10.11. ábra. Windom-antenna közbenső csatolókörrel és toldalék-vonalszakasszal

Kevésbé körülményes az a módszer, amikor a toldalék tápvonalszakaszon a nagyfrekvenciás feszültséget egy megfelelő nagyfrekvenciás csővoltmérővel mérjük, ilyenkor ugyanis a tápvonalszakaszt árammérés céljából nem kell megszakítani. Illesztés állapota akkor áll fenn, ha valamennyi mérési pontban közelítően azonos nagyfrekvenciás feszültség mérhető.

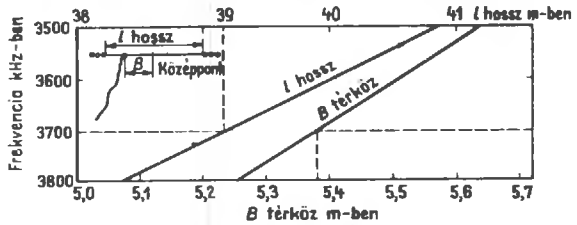
Közepes vagy annál nagyobb adóteljesítményeknél feszültség-indikátorként egyszerű glimm- (ködfény-) lámpa is alkalmazható, amelyet a tápvonalszakasz mentén végigviszünk: a parázsfénylámpának végig kb. azonos fényerővel kell világítania. Ha az egyhuzalos tápvonalat a 10.10. ábra szerint közvetlenül az adóvégfokozat hangolókörére kapacitíve csatoljuk, akkor az ott jelenlevő esetleges felhullámok minden akadály nélkül az antennára jutnak. Ezért célszerűbb a 10.11. szerinti közbenső csatolókör alkalmazása. Még kedvezőbb eredmény érhető el az aszimmetrikus Collins-szűrő (lásd a 8.1.1.1. alpontot) alkalmazásával, mint az a 10.14. ábrán látható. A közbenső csatolókör jól bevált méretezési adatai a 10.2. táblázatban találhatók.

10.2. táblázat. Közbenső csatolókörök adatai

Amatőrsáv	Kapacitás	Induktivitás	Tekercsadatok	
			menetszám	tekercsátmérő
m	pF	μH	—	mm
80	200	15	20	60
40	100	10	16	50
20	50	3,5	9	50
15	50	1,5	6	50
10	50	1,0	5	50

Akár a 10.10. ábrabeli kapacitív csatolást alkalmazzuk, akár pedig a 10.11. szerinti közbenső csatolókörös megoldást, az adóvégfokozat rezgőköri csatlakozási pontját úgy kell megválasztani, hogy a tápvonal közelítően 500 Ω-os hullámellenállása impedancia-helyesen zárja le azt. Ezért először a csatlakozási pont változtatásával, illetve a Collins-szűrő tagjainak változtatásával minimális hullámosságra állítjuk be a tápvonalat, majd a még visszamaradó hullámosságot a csatlakozási pont változtatásával szüntetjük meg teljesen.

A 10.12. ábra alapján az l sugárzóhossz és a B csatlakozási pont méretei határozhatók meg 80 m-es sávon működő Windom-antennákra. Ha az egyhuzalos tápvonal 1,5...2 mm-es huzalból készül, és elforgatható földelési viszonyok vannak, gyakorlatilag jó illesztéssel lehet számolni.

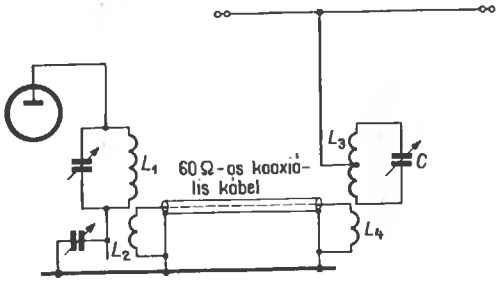


10.12. ábra. Windom-antenna l hosszméretének és B kapcsolási pont helyzetének változása az üzemi frekvencia függvényében a 80 m-es sávban

Példa. Meghatározandó egy 3700 kHz üzemi frekvencián működő Windom-antenna *l* sugárzóhossza és a sugárzó középpontjától számított *B* távolságban levő csatlakozási pont helye.

Az *l* sugárzóhosszt megkapjuk, ha a függőleges rendezőn az üzemi frekvenciához tartozó metszéspontot megkeressük az *l* diagramon: 39,18 m (az ábrán szaggatott vonallal bejelölve). Hasonlóképpen kapjuk meg a sugárzó középpontjától számított csatlakozási pontot is: 5,38 m (az ábrán jobbra lent szaggatott vonallal jelölve).

A Windom-antenna fent ismertetett kicsatolási módozatait akkor célszerű alkalmazni, ha az adó közvetlenül az antenna-bevezetésen helyezhető el. Ha azonban a tápvonalat először a helyiségen át kell vezetni, akkor számíthatunk arra, hogy a hálózati vezeték nagyfrekvenciát vesz fel és ezzel a szomszédságban jelentős rádió- és tv-vételi zavarokat okozhat.

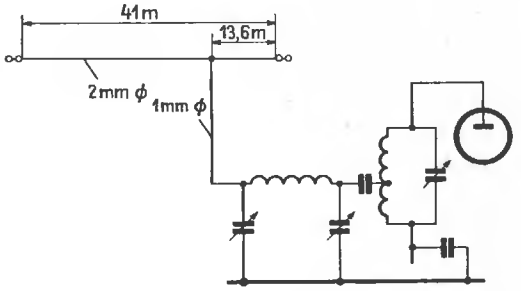


10.13. ábra. Windom-antenna hurokcsatoló-vezetékkel

Az egyhuzalos tápvonal hullámellenállása jelentős mértékben megváltozik, ha a közelében vezető tárgyak vannak (fal stb.). Ilyenkor a helyiségben állóhullámok alakulnak ki. Ezért házon belüli energiaátvitel céljából mindig használjunk a 10.13. ábra szerint hurokcsatoló-vezetéket. Az L_3 tekercs adatait a 10.2. táblázatban adjuk meg. A hurokcsatoló-vezeték méretezését a 8. fejezetben részletesen tárgyaltuk.

10.2.2.1. Többsávos Windom-antenna

VS 1 AA egy *többsávos Windom-antennát* ismertet, amely az amatőr irodalomban kompromisszumos Windom-antenna néven vált ismeretessé. Ennél a megoldásnál az energiaszállító huzal átmérője kisebb, mint a sugárzóé. Így pl. ha a sugárzó huzalátmérője 2 mm, akkor a tápvonal 1 mm átmérőjű huzalból készülhet (az átmérőviszonyok hozzávetőleg 2 : 1).

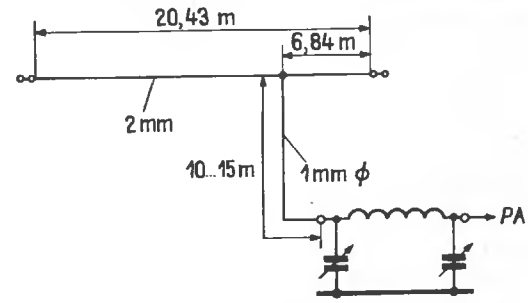


10.14. ábra. VS 1 AA szerinti többsávos Windom-antenna

A 10.14. ábrán egy a VS 1 AA szerinti kompromisszumos Windom-antenna szükséges adataival ellátott vázlatát láthatjuk. Ez valamennyi amatőrsávon használható, azonban némi helytelen illesztéssel mindegyik sávon számolhatunk. A tápvonal alsó végén elhelyezett aszimmetrikus Collins-szűrő segítségével minden esetben rezonanciába hozható. Ilyenformán az egyhuzalos tápvonal az illesztett és a hangolt tápvonal közötti átmenetet képezi.

A kompromisszumos Windom antenna a 80 m-es sávban mint félhullámú antenna dolgozik, amelynek fő sugárzási iránya a sugárzó hossztengelyére merőleges. A 40 m-es sávban teljes hullámú huzalantennaként dolgozik, a 20 m-es üzemben két teljes hullám, a 15 m-esnél három és a 10 m-esnél négy teljes hullám van a sugárzón. A 11.1. ábrán a különböző üzemmódokhoz tartozó irányjelleggörbéket tüntettük fel. Egy csökkentett méretű többsávos Windom-antenna adatai láthatók a 10.15. ábrán.

Ennél az antennánál a tápvonal minimális hossza 10...15 m. A csatoláshoz minden körülmények között Collins-szűrőt alkalmazzunk. Meg-



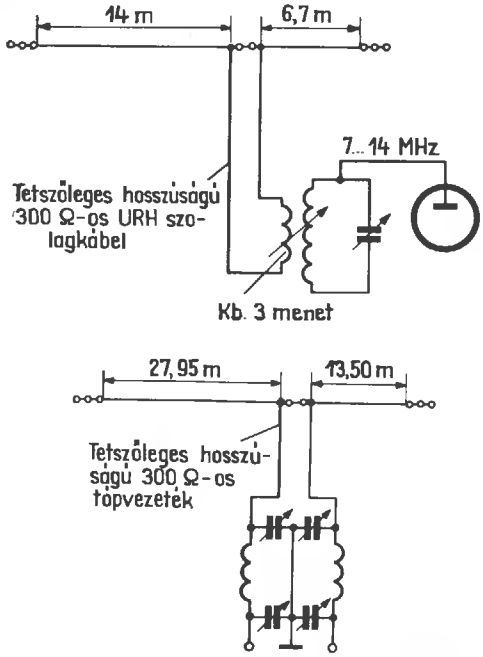
10.15. ábra. Kis méretű többsávos Windom-antenna

jegyzendő, hogy a 80 m-es sávban az antenna nem mint Windom-antenna működik; az egyhuzalos tápvonal ez esetben mint negyedhullámú függőleges sugárzó működik, amelynek túl rövid hosszát a csúcskapacitásként szolgáló vízszintes sugárzószakasz egyenlíti ki. A Collins-szűrő segítségével az üzemi hullámhosszon rezonanciakörülmények hozhatók létre. A 40 m-es sávban az antenna az ismert nyolcas alakú sugárzási jelleggörbével rendelkező félhullámú Windom lesz, míg a 20, 15 és 10 m-es sávban (1λ, $1{,}5\lambda$ és 2λ) a 11.1. szerinti vízszintes irányjelleggörbékkel számolhatunk. Megjegyzendő, hogy ha a fent ismertetett többsávos Windom-antennát a 15 m-es sávban üzemeltetjük, a Windom csatlakozási pontjában az impedancia több ezer Ω lesz. Ebből jelentős illesztetlenség alakul ki, az összes negatív következményekkel. Külföldi kereskedelmi forgalomban levő többsávos Windom-antennáknál a sugárzót a csatlakozási pontnál meg szokták szakítani és baluntranszformátort iktatnak közbe. Ennek segítségével az impedanciát 6 : 1 arányban transzformálják, és biztosítják a koaxiális kábelhez szükséges szimmetrizálást.

10.2.3. Szimmetrikus táplálású többsávos Windom-antennák

A Windom-antennák egyhuzalos tápvonalának hullámellenállása elméletileg 600 Ω. A gyakorlatban azonban a tápvonal hullámellenállását és a csatlakozási pontban a talpponti impedanciát messzemenően befolyásolják az antenna környezete és a földfelszín feletti magassága. Ha az FD 4-Windom adataiból indulunk ki, amelynél a koaxiális kábelhez történő optimális illesztés céljából egy 6: 1 arányú impedancia-transzformációt alkalmaz, a szokásos antennamagasságok esetében a talpponti impedancia tényleges értéke hozzávetőleg 300...400 Ω-nak adódik. Ennek megfelelően a többsávos Windom-antenna elvileg egy 400 Ω-os tápvonallal is táplálható lenne elfogadható illesztési hiba mellett. Az ilyen szalagkábel megfelelő szimmetriaviszonyokat biztosít, az egyhuzalos tápvonallal szemben teljes hossza mentén meghatározott hullámellenállása van, ezért sugárzása viszonylag kicsiny. Ennek megfelelően a szalagkábellel táplált többsávos Windom-antenna BCI és TVI vonatkozásában lényegesen kedvezőbben viselkedik, mint az egyhuzallal táplált Windom-antenna.

A 10.16.(a) ábrán tetszőleges hosszúságú tv-szalagkábellel táplált háromsávos Windom-antenna látható. Az antenna a közölt méretekkel a 40 m-es sávon mint félhullámú sugárzó működik, a 20m-es sávon pedig teljeshullámú antennaként, és mindkét sávon a tápvonal segítségével helyesen van illesztve. Ha a tápvonalon némi hullámosságot elfogadunk, az antennát még a 10 m-es sávban is jól lehet használni. Ennél az üzemmódnál azonban a tápvonal végére a 10.16.(b) ábra szerint egy Collins-szűrő javasolható. A Collins-szűrő segítségével az antennát a 80 m-es sávban is használhatjuk. Ehhez a szalagkábel végét rövidre kell zárni, és a Collins-szűrőt aszimmetrikus üzemmódban használni. Az antenna ebben az esetben mint függőleges sugárzó működik, a tetején lezáró csúcskapacitással.



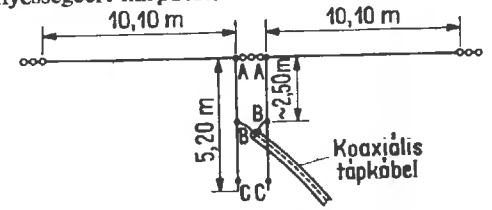
10.16. ábra. Szimmetrikusan táplált többsávos Windom-antenna:
(a) háromsávantenna; (b) négysávantenna

A 10.16.(b) ábrán egy tv-szalagkábellel táplált többsávos antenna vázlata látható, amely a 10, 20, 40 és 80 m-es sávban Windom-antennaként működik. E kompromisszumos megoldásnál is a tápvonalon kisebb-nagyobb hullámosság elkerülhetetlenül jelentkezni fog. Ennek következtében az antennát okvetlenül szimmetrikus Collins-szűrő segítségével kell az adó-végfokozathoz csatlakoztatni. Ez ugyan nem szünteti meg az álló-

hullámokat, azonban a rendszert rezonanciába hozza és az adóvégfokozat felé tisztán rezisztív terhelésként jelentkezik. A táplálásnak ez a módja szintén átmenet az illesztett és a hangolt tápvonal között.

10.2.4. Koaxiális táplálású illesztett háromsávos antenna

Ha az antennatelepítés körülményei lehetővé teszik, hogy az antenna betáplálási pontját sávváltás céljából könnyen hozzáférhetővé tegyük, akkor a 10, 20 és 40 m-es sávra rendkívül egyszerű, kis helyigényű háromsávos antenna készíthető. Minthogy a 10.17. ábrán bemutatott antenna tetszőleges hosszúságú koaxiális kábellel mindhárom sávon igen jól illeszthető, a sávváltás körülményességéért kárpótol.



10.17. ábra. Koaxiális kábellel táplált, szimmetrikus háromsávos antenna

A 40 m-es sávban az antenna egy közönséges félhullámú dipólus, amelynek szárhossza 10,10—10,10 m. A koaxiális kábelt a 40 m-es betáplálási ponthoz csatlakoztatjuk (*AA*), ahol a talpponti impedancia kereken 60 Ω. Az *AA* ponthoz csatlakozó 5,20 m hosszú, nyitott kéthuzalos tápvonalszakasz az antenna rezonanciájára és sugárzási jelleggörbéjére a 40 m-es üzemmódban gyakorlatilag kihatással nincs.

Ha az antennát a 20 m-es sávban kívánjuk használni, a koaxiális kábelt a nyitott kéthuzalos tápvonalszakasz alsó végére, *CC* pontba csatlakoztatjuk. Ennél az üzemmódnál a két sugárzó fél szimmetrikus teljeshullámú dipólus, amelynek talpponti impedanciája tudvalevően nagy (feszültségmaximum). Az 5,20 m hosszú kéthuzalos tápvonalszakasz a 20 m-es üzemmódnál negyedhullámú transzformátorként működik (lásd a 6,5. alfejezetet), amely az impedanciát *CC* pontban kb. 60 Ω-ra transzformálja le. A kéthuzalos tápvonalszakasz hullámellenállása 500...600 Ω; a huzalátmérő 1,5 mm, míg a huzalok közötti térköz 70 mm lehet (lásd az 5,4. ábrát).

A 10 m-es sávban a sugárzón négy fő hullám alakul ki, az *AA* pontban áramminimum van. Ha a koaxiális kábelt a 10.17. ábra szerint *BB* pontban csatlakoztatjuk, a kéthuzalos tápvonalszakasz a 10 m-es sávban mint negyedhullámú transzformátor működik; a nyitott tápvonalszakasz *BB*—*CC* pontig terjedő használatlan része semmilyen hátránnyal nem jár.

A *BB* és *CC* csatlakozási pontok optimális helyzetének meghatározásához és jelöléséhez az antennát az alábbiak szerint hangoljuk be: elsőnek a 10 m-es sávhoz a koaxiális kábelt a kéthuzalos tápvonalnak kb. középpontja táján csatlakoztatjuk, majd a csatlakozási pontok óvatos változtatásával álóhullámarány-minimumot keresünk. Állóhullám-indikátorként a koaxiális kábelbe iktatott reflektométer szolgál. Hasonlóképpen keressük meg a 20 m-es sáv optimális csatlakozási pontját, amikor is a koaxiális kábel csatlakozásának helye a *CC* pont környezetében lesz. Az optimum általában valamivel feljebb van, mint a tápvonalszakasz vége.

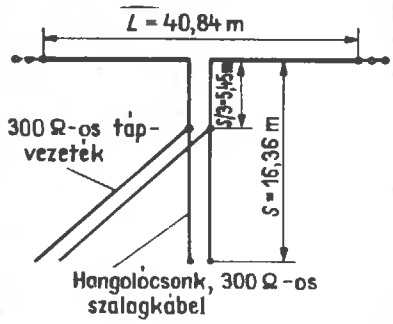
Minthogy a szimmetrikus antennarendszer és az aszimmetrikus koaxális kábel között szimmetrizáló tag nem kerül alkalmazásra, ezért a koaxiális kábelen könnyen alakulhatnak ki köpenyhullámok és az ezzel járó rádió- és televízió-vételi zavarok. Ilyen esetben sokszor segíthetünk a bajon, ha a koaxiális kábel hosszát egy vagy két méterrel csökkentjük vagy növeljük.

10.2.5. Illesztett többsávos dipólus

Az ismertetett többsávos Windom-antennák esetében azt a pontot keressük meg, ahol az antenna impedanciája több sávon is közel egyforma. Ha most a sugárzót ebben a pontban kettévájuk, és azonos hullámellenállású kéthuzalos tápvonallal tápláljuk, a sugárzási impedancia valamennyi sávon közelítően egyforma lesz.

Ez az elv alkalmazható a nyitott negyedhullámú hangolócsonknál is. A legkisebb üzemi frekvenciára méretezett félhullámú dipólus talppontjához egy nyitott negyedhullámú hangolócsonkot csatlakoztatunk (10.18. ábra). Ha a dipólus 80 m-en rezonáns, akkor a 40, 20 és a 10 m-es felharmonikusokon is közel rezonanciában lesz. A nyitott negyedhullámú hangolócsonk ugyanakkor 40 m-en félhullámú vonalszakaszt képvisel, 20 m-en teljeshullámút és a 10 m-es sávban 2λ-ás vonalszakaszt. Ezen a nyitott hangolócsonkon lesz egy olyan pont, ahol minden említett sávon közel 300

Ω-os impedancia mérhető (lásd a 6.6. alfejezetet). Ha ide egy 300 Ω hullámellenállású tápvonalat csatlakoztatunk, akkor az antennát mindegyik sávban közel impedanciahelyesen táplálhatjuk. Elméleti számítások és gyakorlati tapasztalatok alapján ez a pont a hangolócsonknak a sugárzótól mért felső harmada táján van.



10.18. ábra. Az illesztett többsávos dipólus

A hangolócsonk és a tápvonal készíthető tv-szalagkábelből. Ilyenkor a szalagkábel rövidítési tényezőjét figyelembe kell venni; a szokásos kivitelű tv-kábeleknél $k=0{,}8$-del számohatunk, vagyis a hangolócsonk tényleges hossza $s=0{,}8 \cdot \lambda/4$.

A 10.18. ábrán feltüntetett adatokkal elkészített antennán a 80 m-es sáv elején (3,5 MHz) $s=1{,}8$ állóhullámarányt mértek; ez a sáv felső végén $s=4$ értékig növekedett. A 40 m-es sávban az illesztés igen jónak mondható, mert $s<1{,}5$, míg 14 és 14,2 MHz között is $s<2$ mérhető. A sugárzó meglepően még 15 m-es sávban is jól működött: az állóhullámarány az egész sávban nem haladta meg az $s=2{,}5$ értéket. A 10 m-es sávban 29 MHz körül kifejezett rezonancia volt tapasztalható, ahol $s=1{,}2$ volt. Ez az érték a sáv felső végén már csak $s=2{,}5$ volt, és a sáv elején $s=3$-ra romlott.

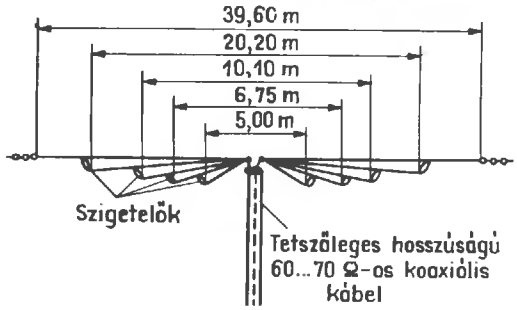
Illesztett tápvonallal táplált többsávos antennák általában mindig kompromisszumos megoldást képviselnek, azonban úgy tűnik, hogy ez az antenna egy igen kedvező kompromisszumot képez.

10.2.6. Koaxiális kábellel táplált többsávos antenna

A 10.19. ábrán koaxiális kábellel táplált többsávos antennát mutatunk be. Mint az ábrán világosan felismerhető, tulajdonképpen nem is beszélhetünk valódi többsávos antennáról, ugyanis az antenna minden sávra külön sugárzót tartalmaz. Az antenna anyagigényessége kétségtelenül nagyobb, mint a szokásos kiviteleknél, és mechanikai kivitelezése is okozhat problémákat: a házilag készített antenna önsúlya tekintélyes lehet, és ennek megfelelően az antenna belógása is.

A hasonló elven alapuló ipari kivitelnél a leghosszabb sugárzó olyan különleges nagy szilárdságú acélötvözetből készül, amely a többi, rövidebb dipólusok súlyát hordozza. Ez utóbbiakat közösen — csökkenő hosszúság sorrendjében — jó minőségű műanyagba ágyazzák, úgyhogy az egész antenna egy széles, lapos kábelhez hasonlít.

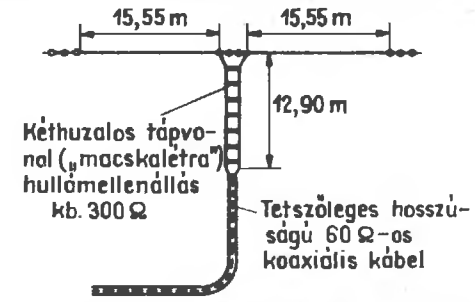
Minthogy az ilyen típusú antennák valamennyi felharmonikussal rezonanciában vannak, minden körülmények között Collins-szűrő vagy egyéb aluláteresztő szűrő segítségével gondoskodni kell a felharmonikustartalom csökkentéséről.



10.19. ábra. Koaxiális kábellel táplált többsávos antenna

10.2.7. G 5 RV többsávos antenna

A 10.20. ábrán egy olyan közkedvelt, kis helyigényű és könnyen elkészíthető többsávos antennát mutatunk be, amely G 5 R V többsávos antenna néven vált ismeretessé. Bár illesztés szempontjából valamivel kedvezőbb, mint a hangolócsonkos dipólus, túlzott reményeket nem szabad hozzáfűzni: kompromisszumos megoldás lévén a nor-



10.20. ábra. G 5 RV többsávos antennája

mál dipólussal szemben legfeljebb a 10 és 15m-es sávban várható némi nyereség.

A 10.20. ábrán a G 5 R V antenna pontos méreteit is feltüntettük. A 12,9 m hosszú kéthuzalos tápvonalszakasz tulajdonképpen egy — a 10 m-es sávra vonatkoztatott — $^5/_4\lambda$ szakasz ($^5/_4\lambda$ · rövidítési tényező). A tápvonalszakasz hullámellenállása nem túl kritikus, értéke 300 és 400 Ω között lehet. Ha 240 Ω-os tv-szalagkábelből készítjük, valamivel nagyobb lesz a veszteség; a rövidítési tényezőt természetesen itt is figyelembe kell venni: az $^5/_4\lambda$ a 10 m-es sávban 13,15 m-nek felel meg. Ha a szokásos 0,8-es rövidítési tényezővel számolunk, akkor a tápvonalszakasz tényleges hossza:

$$13{,}15 \cdot 0{,}8 = 10{,}52 \text{ m.}$$

A sugárzók hossza a 10 m-es sávban 6 · $\lambda/2$; ennek megfelelően a betápláláson — a sugárzó közepén — feszültségmaximum fog kialakulni, vagyis a bemenet nagy impedanciájú lesz. Az $^5/_4\lambda$-ás tápvonalszakasz — mint $\lambda/4$ páratlan számú többszöröse — impedanciafordító transzformációs tag: a nagy impedanciájú bemenetet kis impedanciára transzformálja és viszont. Így tehát a tápvonalszakasz alsó végén feszültségminimumot (kis impedanciát) kapunk, ezért egy 60 Ω-os koaxiális kábellel közel impedanciahelyesen csatlakozhatunk.

A 15 m-es sávban a sugárzó hossza bő, 2λ lesz, míg az illesztő tápvonalszakasz hossza — 15 m-re vonatkoztatva — valamivel hosszabb lesz, mint $^3/_4\lambda$. Ennek ellenére elfogadható illesztés érhető el. 20 m-en a két félsugárzó együttes hossza 1,5λ, ezért a betáplálási pont kis impedanciájú lesz. A tápvonalszakasz ugyanakkor $\lambda/2$-nél hosszabb, ezért a koaxiális kábel illesztése nem lesz kifogástalan: az antenna 20 m-es sávban nem működik jól, mert a tápvonalon kialakuló állóhullámok jelentős veszteséget okoznak.

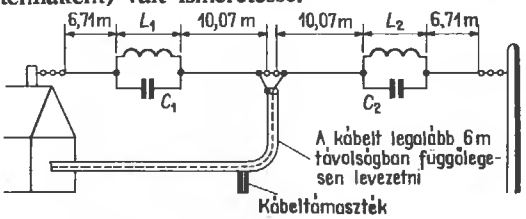
Még kedvezőtlenebbek lesznek a viszonyok a 40 m-es sávban, ahol a sugárzó dipólusnak túl hosszú, egészhullámú sugárzónak pedig túl rövid. Így tehát a tápvonalszakasz mintegy meghosszabbított része lesz a sugárzónak; az ilyenformán kikényszerített rezonancia következtében a G 5 RV-antenna a 40 m-es sávban csupán szükségantenna szerepét töltheti be.

Hasonlóan kedvezőtlen a helyzet a 80 m-es sávban is: az antenna csak a tápvonalszakasszal együtt hangolható ki, és a jelentős mértékű illesztetlenség következtében a koaxiális kábelben nagy lesz a veszteség. Az antennát — valamennyi kompromisszumos megoldáshoz hasonlóan — feltétlenül Π-szűrő segítségével kell az adóhoz csatlakoztatni. Kedvező helyen telepítve a 10 és 15 m-es sávban elfogadható teljesítményt nyújt, azonban a kisebb frekvenciájú sávokban csak szükségmegoldás marad.

A G 5 RV-antennát sokszor szokták úgy beállítani, hogy a 15 és a 20 m-es sávban adjon optimális eredményeket, míg az optimális illesztésre a 10 m-es sávban kisebb súlyt helyeznek; különösen áll ez a napfolt-tevékenység-minimum időszakában. DM 2 DGO ennek megfelelően úgy módosította a G 5 RV-antennát, hogy az eredetileg 12,90 m hosszúságú kéthuzalos szakaszt (lásd a 10.20. ábrát) 9,60 m-re csökkentette. A rövidítési tényező figyelembevételével ez a hosszúság a 20 m-es sávban $\lambda/2$-nek, a 15 m-es sávban $^3/_4\lambda$-nak felel meg. Ebben a megoldásban a G 5 RV-antenna a 15 m-es és a 20 m-es sávban jól illeszthető a koaxiális kábelhez — igaz, hogy a 10 m-es sávbeli üzemmód rovására.

10.2.8. A W 3 DZZ többsávos antenna

Az illesztett többsávos huzalantennák közül különös figyelmet érdemel a W 3 DZZ által először közölt koaxiális táplálású antenna, amely viszonylag kevés fáradtsággal készíthető el és gondos behangolás után valamennyi sávon jó eredményeket ad. Az antenna külsőleg jellegzetes zárókörein (angolul: trap) ismerhető fel; helyigénye kicsi és segítségével a 10,15 és 20 m-es sávban az egyszerű dipólussal szemben észrevehető nyereség érhető le. Ha a 10.21. ábra méretezési adatait pontosan betartjuk, pótlólagos korrekciókra általában nincs szükség. Az antennamegoldás Angliában G 8 KW-Multi banddipol (=többsávos antennaként) vált ismeretessé.



10.21. ábra. W 3 DZZ antennája

A sugárzó két szárába iktatott zárókörök, L_1 és L_2 tekercsek induktivitása 8,3 μH és a C_1 és C_2 kondenzátorok kapacitása 60 pF: ebből a rezonanciafrekvencia 7050 kHz. Az L_1 és L_2 tekercsek

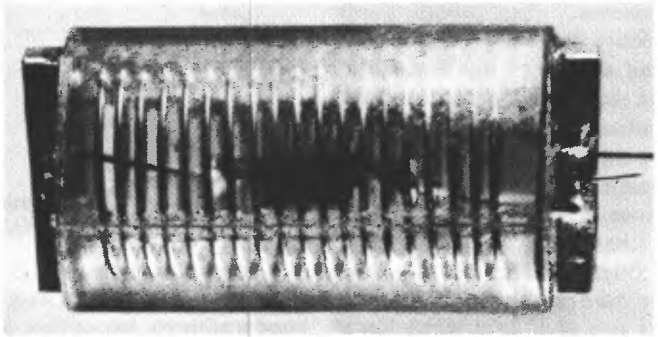
elkészítéséhez a tájékoztató adatok a következők: a tekercsátmérő 50 mm, hossza 80 mm, meneteinek száma 19. A tekercs hosszat változtatva griddip mérővel 7050 kHz-re kell hangolni a zárókörököt.

A W 3 DZZ-antenna működése a zárókörök kivitelén és minőségén múlik: nemcsak nagy körjóságot kell biztosítani, hanem az alkatrészek hőmérsékleti tényezőit is figyelembe kell venni. A szabadban telepített antenna az időjárás viszontagságainak kitéve szélsőséges hőmérsékleti körülmények között dolgozik. A nagy hőmérsékleti ingadozások a zárókör rezonanciafrekvenciáját eltolhatják. Így könnyen előfordulhat, hogy a nem megfelelő alkatrészekből készített W 3 DZZ-antenna bizonyos hőfoktartományban jól működik, míg nagyon hideg vagy nagyon meleg időben csődöt mond. Ezért célszerű a záróköröket végleges beépítés előtt hőfokkompenzálni: enyhén pozitív hőfokténye zőjű tekerccsel kisebb-nagyobb negatív hőfokténye zőjű kondenzátort kell párhuzamosan kötni, esetleg több különféle hőfokténye zőjű kondenzátor-kombinációkat. Az eredő kapacitásnak természetesen mindig 60 pF-on kell maradnia. Az így elkészített zárókör rezonanciáját hideg állapotban (pl. egy-két órás hűtőszekrényben történő tárolás után) mérjük, majd pl. elektromos hajszárítóval megmelegítve ellenőrizzük a rezonanciafrekvencia esetleges vándorlását és a vándorlás irányát.

A zárókörön nagy feszültség alakul ki, ezért feltétlenül nagy üzemi feszültségű kerámiakondenzátorokat kell alkalmazni; itt még a 3 kV-os vizsgálati feszültségű kondenzátor alkalmazása sem túlzás! Jó minőségű tekercs készíthető 2 mm átmérőjű ezüstözött rézhuzalból. A kondenzátort feltétlenül vízmentesen kell betokolni, pl. kis méretű polisztirol dobozkába Technocollal beragasztani. Még jobb megoldás, ha az egész zárókört polisztirol dobozba építjük. Ez esetben nemcsak a zárókör körjóságát biztosítjuk esős, nedves időben, hanem a zárókörön a kifeszítés következtében jelentkező néha igen tetemes mechanikai igénybevételt némi leleményességgel megfelelően méretezett műanyag lemezdarab segítségével csökkenthetjük. A W 3 DZZ-antenna rezonanciafrekvenciája 3,7 MHz, 7,05 MHz, 14,1 MHz, 21,2 MHz és 28,4 MHz. A sugárzó 80 m-en mint félhullámú dipólus dolgozik. A teljes sugárzóhossz azonban csupán 33,56 m, vagyis félhullámú sugárzónak túl rövid; az L_1 és L_2 tekercsek mint hosszabbító tekercsek működnek, így az egész komplexum rezonanciafrekvenciája 3700 kHz lesz.

A 40 m-es sávban a két rezgőkör mint zárókör dolgozik; a zárókörök a 7050 kHz-es rezonanciafrekvencián olyan nagy impedanciát képviselnek, hogy 40 m-en a sugárzónak csupán a két, 10,07 m-es szakasza sugároz, vagyis a W 3 DZZ a 40 m-es sávban is mint félhullámú dipólus dolgozik.

A sugárzó elektromos hossza 20 m-en 1,5λ, 15 m-en 2,5λ és 10 m-en 3,5λ. 14 MHz-en C_1 és C_2 kondenzátorok elektromosan csökkentik a sugárzó hosszát, míg 21 és 28 MHz-en az L_1 és L_2 tekercsek a sugárzó elektromos hosszát a rezonanciafrekvenciáig növelik. A táplálási pontban minden esetben árammaximum van, és így a táplálás kis impedancián 60...75 Ω hullámellenállású koaxiális kábel segítségével végezhető. A hullámosság egyetlen sávban sem haladja meg az $s=2$ értéket. Még kedvezőbb megoldás, ha az antenna táplálását 120 Ω-os árnyékolt kéthuzalos tápvonallal az ún. kettős koaxiális kábel segítségével végezzük. Ezzel egyrészt szimmetrikus táplálás biztosítható, másrészt — mivel az antenna talpponti impedanciája 20, 15 és 10 m-es sávban 120 Ω körül van — a DX-sávokban szinte tökéletes illesztés érhető el. A 40 és 80 m-es sávban a hul-



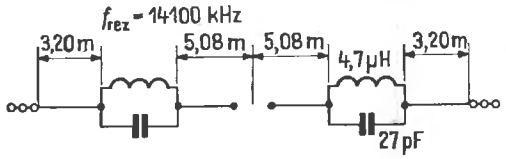
10.22. ábra. Többsávos W 3 DZZ-antenna záróköre DM 2 AKN szerinti kivitelben

lámossági tényező a szokásos határok között mozog és nem haladja meg az $s=2$ értéket egy esetben sem.

Mint a 10.21. ábrán látható, a tápvonal a betáplálási ponttól legalább 6 m hosszban a sugárzóra merőlegesen, vagyis függőlegesen helyezendő el. Ez egyébként olyan általános érvényű szabály, amit minden antennatáplálásnál célszerű betartani. A tápvonal hossza elvileg tetszőleges lehet, azonban gyakorlati tapasztalatok alapján optimális eredmények akkor érhetők el, ha a tápvonal 28,4 MHz-en $7 \cdot \lambda/2$ hosszúságú. Ez a koaxiális kábel rövidítési tényezőjének figyelembevételével

$$\frac{7 \cdot 10{,}6}{2} \cdot 0{,}66 \approx 24{,}5 \text{ m}.$$

Ha ez nem bizonyulna elégnek, akkor a hossz $\lambda/2$ bármilyen páratlan számú többszöröséig növelhető. A méretezésnek e módja az aszimmetrikus táplálás következtében könnyen kialakuló köpenyhullámok csillapítását segíti elő. Ha a fentebb említett 120 Ω-os kábellel dolgozunk, a tápvonal méretezésekor erre nem kell tekintettel lenni.



10.23. ábra. W 3 DZZ-antenna háromsávos változata

Három sávon működő „mini" W 3 DZZ-antenna vázlata látható a 10.23. ábrán. Az antenna teljes hossza alig 17 m és a 40 m-es, 20 m-es és a 10 m-es sávon használható. A két zárókör rezonanciafrekvenciája 14,1 MHz, a tekercsek induktivitása 4,7 μH, a kondenzátor 27 pF. A rezgőkörök 40 m-en elektromosan meghosszabbítják a sugárzót félhullámú rezonanciához szükséges méretre, míg 20 m-en a 14,1 MHz-es záróhatás érvényesül: az antenna két szélső szakasza szempontjából ekkor hatástalan, és a két belső szakasz félhullámú dipólusként dolgozik. A 10 m-es sávban a sugárzó $2{,}5\lambda$-s dipólussá alakul, ugyanis a regőköri tekercsek hosszabbító hatásának következtében elektromos hossza eléri a rezonanciához szükséges méretet. Az antenna táplálásával és kivitelezésével kapcsolatban a W 3 DZZ-antennánál ismertetett elvek szerint járhatunk el.

10.3. Kis helyigényű antennák

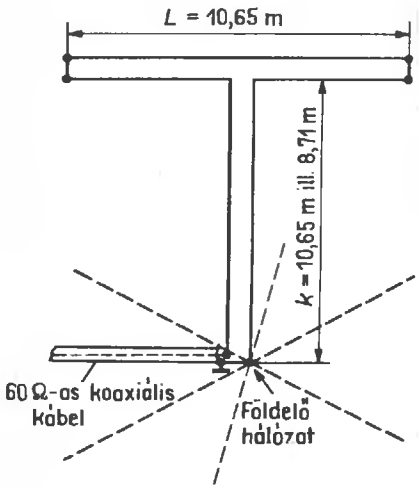
Mint eddigi fejtegetéseinkből kiderül, a legtöbb antennarendszer teljesítőképessége méreteivel arányosan növekszik. „A legolcsóbb végfokozat egy jó antenna" elv alapján érthető az amatőrök törekvése, hogy minél jobb antennát igyekeznek készíteni és telepíteni. Ennek a törekvésnek általában helyi adottságok szabnak határt.

A háztetőn általában annyi hely mindig szokott lenni, hogy legalább a rövidebb amatőrsávokra jó hatásfokú antennát építsünk. Legtöbb kezdő amatőrtársunk azonban a közkedvelt „játszótéren", a 80 m-es sávban teszi meg az első lépéseket. Itt azonban az antennakészítés — a jó hatásfokú sugárzó tekintélyes mértéke következtében — többnyire problematikussá válhat. Az irodalom behatóbb tanulmányozása után azonban még a legnehezebb helyzetre is található megfelelő megoldás; általános érvényű „csodaképlet" nem létezik, de a helyi adottságok figyelembevételével az alább ismertetendő 80 és 40 m-es antennák közül valamelyik bizonyára alkalmazható lesz. Ha az antennák méret szerinti lemásolása valamilyen okból nem is oldható meg, a felsorolt típusok és méretezésükkel kapcsolatos fejtegetések ösztönzésül szolgálhatnak.

10.3.1. A kétsávos T-antenna

A 10.24. ábrán bemutatott T-antenna rendkívül kis helyigényű, ennek ellenére a 80 és 40 m-es sávban teljes értékű, jó hatásfokú sugárzónak tekinthető.

Az antenna 80 m-en mint függőlegesen polarizált $\lambda/4$ hosszúságú kéthuzalos sugárzó működik. Működése a 10.25. ábra kapcsán értelmezhető. A 10.25.(a) ábrán függőleges hurokdipólus fele látható; a 10.25.(b) ábrán ugyanez a sugárzó látható, csupán a felső része (az ábrán látható nyíl irányában) benyomott állapotban van. Az ilyenformán keletkező T alakú antennaképződmény a betáplált nagyfrekvenciás energia legnagyobb hányadát a függőleges szakaszáról sugározza le, míg a vízszintes szakasz inkább lezáró tetőkapacitás szerepét tölti be. A sugárzót kiegészítő második negyedhullámú szakasz tükörképes elrendezésben a földben képzelendő el *(Marconi-antenna)*. Ezért az ilyen típusú antenna jó működésének elengedhetetlen feltétele a kifogástalan földelés. A ki-

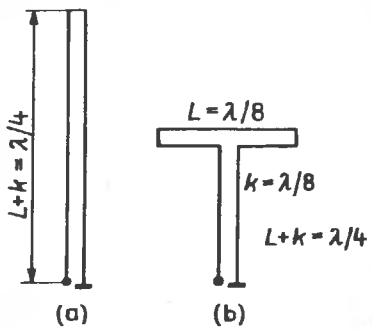


10.24. ábra. Kétsávos T-antenna

fogástalan földelés szerepéről és elkészítéséről a későbbiekben a függőleges polarizációjú rövidhullámú antennák tárgyalásakor lesz részletesebben szó (lásd a 19.1. alfejezetet).

A 40 m-es üzemben a sugárzó függőleges szakaszának hossza pontosan $\lambda/4$ lesz; így tehát negyedhullámú transzformátornak tekinthető, amely a kis impedanciájú tápvonalat (koaxiális kábel) az antenna vízszintes szakaszán levő nagy impedanciájú betáplálási pontjához impedanciahelyesen illeszti.

Az antenna vízszintes szakaszának hossza $L=10{,}65$ m, kivitelét illetően hurok-dipólushoz hasonlítható. A két vezető közötti térköz nem kritikus, mindkét szakasznál 300...500 Ω hullámellenállásúra méretezhető az 5.4. ábra alapján. A függőleges szakasz hossza ugyancsak $V=10{,}65$ m lehet, ha kéthuzalos, légszigeteléses kivitelben készül. Itt alkalmazhatjuk a bevált „létra" megoldást, azonban kedvezőbb a kereskedelemben



10.25. ábra. T-antenna a 80 m-es sávon:
(a) függőleges λ/4-sugárzó; (b) a függőleges méret csökkentése a λ/4 rezonancia megtartása mellett

kapható 240 Ω-os tv-szalagkábel alkalmazása. Ez esetben a tápvonal rövidítési tényezőjét is figyelembe véve, Z mérete az alábbiak szerint alakul:

$$Z=0{,}8 \cdot 10{,}65 = 8{,}71 \text{ m}.$$

Az antenna magassága így mintegy 2 m-re csökken, ami adott esetekben kedvező lehet.

Minthogy az antenna a 80 m-es sávban mint függőlegesen polarizált negyedhullámú sugárzó működik, lényeges, hogy alsó része lehetőleg függőlegesen helyezkedjék el. Alsó vége lehetőleg a talajszintig érjen, hogy földelése közvetlenül, káros hurokképződés nélkül legyen megoldható. Ugyanitt csatlakoztatjuk az antenna másik szárát a 60 Ω-os koaxiális kábel eréhez; ennek hossza tetszőleges lehet és akár a talajszinten is telepíthető.

Mivel az antenna a tápvonalon át közvetlenül földelve van, külön villámvédelemről ez esetben gondoskodni nem kell.

10.3.2. Rövidített dipólus a 80 és 40 m-es sávhoz

A 80 m-es félhullámú dipólus készítése méretei miatt sokszor nehézségekbe ütközik. Ilyenkor a sugárzó hosszát hosszabbító tekercsekkel megfelelő mértékben csökkenthetjük.

A tekercsek elhelyezése rendkívül kritikus: minél közelebb kerül a sugárzón kialakuló áramcsomóponthoz, annál fokozottabb mértékben fejt ki rövidítő hatást. A sugárzón a tekercs helyzetét változtatva található egy — és csak egy — olyan pont, ahol a tekercs olyan hatást vált ki, hogy a sugárzó két harmonikus frekvencián lesz rezonáns. A jelenséget egy kellemetlen mellékhatás kíséri: az antenna annál keskenyebb sávban fog kielégítően működni, minél rövidebb a teljes sugárzó. Ez azt jelenti, hogy egy 80/40 m-re méretezett antenna a 40 m-es sávot teljes egészében átfogja, mert ez esetben a sugárzó hossza közelítően félhullám; ugyanakkor a 80 m-es sávban a sávszélesség legfeljebb 80 kHz lesz, mivel itt a sugárzó már lényegesen rövidebb, mint $\lambda/2$.

Minden hosszabbító tekercs segítségével geometriailag csökkentett méretű antennánál három független változó van: a sugárzó hossza, a hosszabbító tekercs induktivitása és geometriai helyzete. Gyakorlati tapasztalatok alapján egy megfelelően csökkentett méretű a 40 és 80 m-es sávban egyaránt jól működő dipólushoz legjobban a

120 μH induktivitású tekercsek váltak be. A 10.26. ábrán egy, a 80 m-es sáv távíró részére méretezett antennát mutatunk be, amely ugyanakkor az egész 40 m-es sávban is működtethető. Ennek a kétsávos antennának teljes hossza 26 m. Minthogy



10.26. ábra. 80/40 m-es kétsávos rövid dipólus

félhullámú dipólusról van szó, talpponti impedanciája 60 Ω. A két hosszabbító tekercs induktivitása 120 μH; ilyen tekercs könnyen készíthető úgy, hogy egy közel 26 m átmérőjű műanyag csőre 1 mm-es lakk-szigetelésű rézhuzalból 200 menetet csévélünk fel szorosan; tekercstestnek a $^3/_4$ collos vastag falú, vízvezeték célokra szolgáló PVC-cső vált be jól. Az elkészített tekercset mechanikai rögzítés és az időjárás viszontagságai elleni védelem céljából több réteg jó minőségű védőlakkal (pl. benzolban oldott polisztirol) kell ellátni.

Ha az antenna rezonanciáját a 80 m-es sáv felső végére (fónia-tartomány) akarjuk eltolni, akkor az L_2 méreteket kb. 1,25 m-re kell csökkenteni.

Hasonló típusú, azonban enyhén lejtő száraival még egyszerűbben telepíthető, csökkentett méretű dipólus vázlata látható a 10.27. ábrán. A középső tartóoszlop magassága 7 m és a két szélsőé csupán 1,5 m. A figyelmes olvasónak fel fog tűnni, hogy a sugárzó két szára a középnél fémes érintkezésben vagy egymással és a koaxiális kábelhez delta-illesztőtagon át csatlakozik (lásd a 6.1. alfejezetet).

A 80 m-es sávban az antenna rezonanciája a fónia-tartományba (kb. 3700 kHz) esik. A két hosszabbító tekercs adatai megegyeznek a 10.26. ábrabeliekével. Minthogy az antenna viszonylag alacsony felfüggesztése következtében a talaj hatása már nem hanyagolható el, telepítés után célszerű a tényleges rezonanciapontokat grid dip mérővel ellenőrizni.

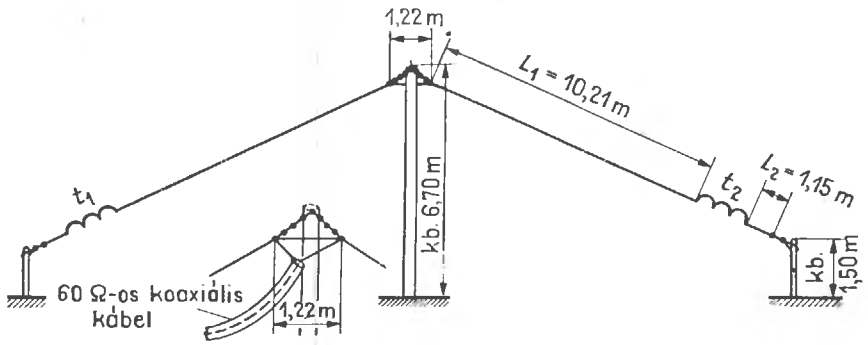
Mindkét antenna az adóvégfokozathoz aszimmetrikus Collins-szűrővel csatlakoztatható legkedvezőbben (lásd a 8.1.1. pontot).

A középső tartóoszlop további hasznosításaként — és nem utolsósorban jobb kitámasztása céljából — a 80/40 m-es antennára merőlegesen egy, a 20 m-es sávra méretezett félhullámú sugárzót is szerelhetünk. A merőleges elhelyezést elsősorban mechanikai szempontok teszik indokolttá, elektromos szempontból a két sugárzó által bezárt szög hegyesszög is lehet. A 20 m-es dipólus két szárának hossza 5,04 m; szükség esetén még 15 és 10 m-es dipólusokat is szerelhetünk a tartóoszlopra, továbbá függőleges sugárzó hordozására is használható. Ez az utóbbi megoldás a rövidebb sávok esetében feltétlenül jobb hatásfokot biztosít.

10.3.3. A huzalpiramis

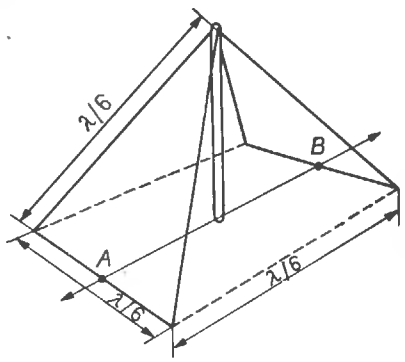
A nafoltminimum időszakában a 80 m-es sáv megélénkül, mivel ilyenkor a rossz terjedés következtében a 10 és 15 m-es sávok alig vagy csak ritkán használhatók. A DX-vadászok számára ilyenkor a 80 m-es sáv tartogat néha kellemes meglepetéseket, azonban ezeket csak jó hatásfokú antennákkal lehet kihasználni.

Egy jó minőségű 80 m-es antenna sajnos nagy helyigényű és magas tartóoszlopot tesz szükségessé. Minimumnak a 40 m-es hossz és a 20 m föld feletti magasság tekinthető, és még ez esetben sincs biztosítva a lapos lesugárzás: az antennát körülvevő akadályok, különösen a vízszintesen



10.27. ábra. Lejtős szárú rövid dipólus a 80 és 40 m-es sávokra

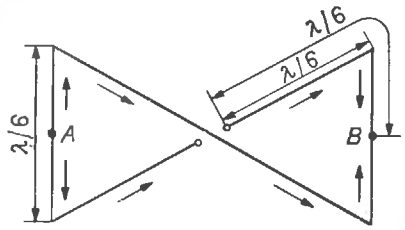
húzódó vezetékek, esőcsatornák és ereszek, egyéb fémes szerelvények stb. a sugárzási jelleggörbét nagymértékben befolyásolhatják. Ilyenkor ellenőrizhetetlen abszorpció és reflexió következtében az elektromosan hatásos antennamagasság a tényleges geometriai magasságnál lényegesen kisebb lesz. A félhullámú dipólus elméletileg 60...70 Ω-os talpponti ellenállása ilyenkor ugyancsak kisebb lesz. Ezért amatőrkörökben ritka az olyan 80 m-es antenna, amelynek sugárzási tulajdonságai tényleg jók.



10.28. ábra. A huzalpiramis vázlata

Legtöbb esetben tudatosan megelégszünk valamilyen csökkentett méretű „részmegoldással", és a sugárzó gyenge hatásfokát az adó teljesítményének fokozásával igyekszünk kompenzálni.

Kevésbé terjedt még el az alábbiakban ismertetendő, *huzalpiramisnak* nevezhető antenna (10.28. ábra), amely 14 × 14 m alapterületen és egyetlen 13 m magas tartóoszlop segítségével telepíthető. Az antenna kiváló sugárzási tulajdonságaival elsősorban a 80 m-es sávra ajánlható.



10.29. ábra. Áramirányok a huzalpiramison

A piramis huzalhossza 1λ, és a huzal egyúttal a tartóoszlop merevítésére is szolgálhat. A huzalt és a rajta kialakuló antennaáramok irányát a 10.29. ábrán tüntettük fel: az antenna két, $\lambda/6$ oldalú egyenlőszárú háromszög, amelynek központi betáplálás következtében a négy lejtős szakaszon azonos fázisú antennaáram alakul ki, míg a vízszintes szakaszokon az árameloszlás ellentétes fázisú; az *A* és *B* pontokban feszültségmaximum lesz. A fentiekből következik, hogy az antenna két vízszintes szakasza a sugárzás szempontjából elhanyagolható.

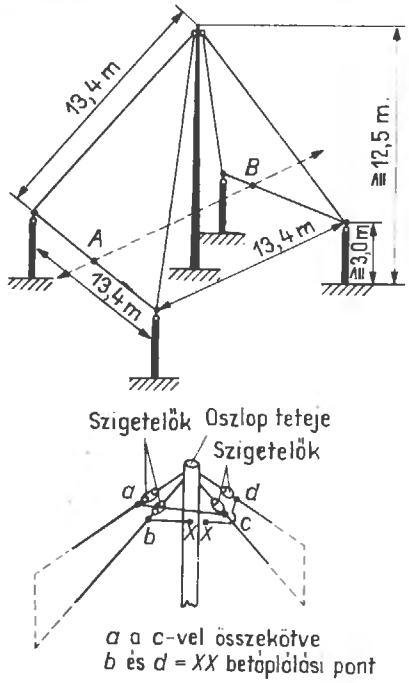
A sugárzási diagram maximuma az *A*—*B* irányban van, azonban ez a maximum nem kifejezett: az antenna gyakorlatilag körsugárzónak tekinthető. A sugárzási jelleggörbét és a talpponti ellenállást a piramis csúcsszöge, a tartóoszlop magassága és a talaj minősége határozzák meg. Mivel az antenna ellenállása a betáplálási pontban 60 és 100 Ω között van, tetszőleg hosszúságú koaxiális kábel segítségével táplálható.

Az antenna hatásfoka magasságával nő: a tartóoszlop ne legyen 13 m-nél rövidebb és az antenna vízszintes szakaszainak föld feletti magassága 3 m-nél kisebb. A huzalpiramisnak meglehetősen éles rezonanciája van, vagyis keskenysávú. Mivel emellett általában hangolt tápvonal segítségével szokás táplálni, előfordulhat, hogy a szokásos antennahangoló egységekkel nem sikerül kihangolni. Ha a sáv szélein a hatásfok túlságosan lecsökkenne, az antenna rezonanciapontját viszonylag egyszerűen módosíthatjuk: az antennát a sáv felső tartományára (pl. 3750 kHz) méretezzük, és szükség esetén *A* és *B* pontokhoz erősített huzaldarab — pl. rácsíptetett mérőzsinórral — a rezonanciát lejjebb hozhatjuk. Tájékoztató adatként szolgálhat, hogy egy 45 cm-es huzaldarab hatására a rezonanciafrekvencia mintegy 50 kHz-cel csökken.

Ezért általában célszerű az antenna rezonanciafrekvenciáját 3700 kHz-re méterezni. Ilyenkor a 3600...3800 kHz közötti telefonia-tartományban jó hatásfokkal működik az antenna. Ha távíróüzemmódban akarjuk használni, a 3550 kHz-es tartományra hangolhatjuk át. E célból az *A* és *B* pontokra krokodilcsipesz segítségével egy-egy 135 cm hosszú huzaldarabot akaszthatunk.

Mechanikailag stabilabb és elektromos szempontból szabatosabb megoldás a következő. A tartóoszlop és az *A*, illetőleg *B* pontok közé az antenna készítésére használt huzalból szigetelődiókkal elválasztott 45 cm, illetve 90 cm hosszúságú darabokat feszítünk ki; a szigetelők áthidalásával az antenna rezonanciája kb. 50, illetve 100 kHz-es lépésekben változtatható. Az áthidalás az adószobából távvezérléssel is megoldható, ha megfelelő reléket alkalmazunk. Minthogy *A* és *B* pontokban feszültségminimum van, jó minőségű szigetelőket és antenna-átkapcsolókat kell használni. A rezonanciafrekvenciát a tápvonal adó felőli végén

grid dip mérővel határozhatjuk meg. A 10.30. ábrán feltüntetett méretek 3700 kHz-es rezonanciára vonatkoznak.



10.30. ábra. Huzalpiramis kivitele és méretei (rezonanciafrekvencia 3700 kHz)

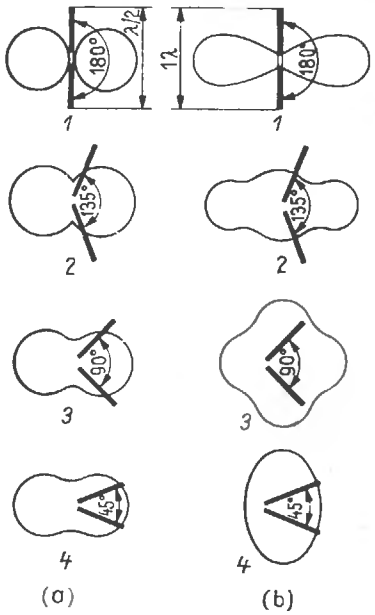
Az egész konstrukció mechanikai stabilitása érdekében célszerű a négy sarokoszlopot nemfémesen (pl. perlon kötél segítségével) kifelé feszítve rögzíteni. A koaxiális kábelt — gyakorlati tapasztalatok alapján — általában $\lambda/2$ hosszúságúra méretezzük; ez a 0,66-os rövidítési tényezőt figyelembe véve 26,75 m-es hosszat képvisel. Szimmetrizálásra nincs szükség, és a középső tartóoszlop további antennarendszerek hordozására is használható.

Az antenna további előnyeként említendő, hogy a lejtős sugárzószárak következtében a szomszédos vízszintes fémtárgyak (ereszek, vezetékek stb.) lényegesen kisebb mértékben befolyásolják a sugárzási jelleggörbét, mint a szokásos kivitelű vízszintes antennák esetében.

10.4. Körsugárzó V-dipólus

Központi jellegű (pl. klub-) rádióállomások esetében kívánatos a körsugárzó antenna használata. Függőleges antennák vízszintes sugárzási jelleggörbéje szabályos kör. Sajnos azonban a „hoszszabb" amatőrsávokban függőleges dipólusok aligha készíthetők: egy, a 80 m-es sávra méretezett antenna magassága 40 m (!) lenne; míg az egyszerű negyedhullámú sugárzó, mint pl. egy groundplane- vagy Marconi-antenna is kb. 20 m magas lenne.

Egyszerűbben oldható meg a feladat vízszintesen kifeszített huzalantenna segítségével, amely — megfelelően alakítva — az *E*-síkban közelítően kör alakú sugárzási jelleggörbét ad. Mint az a 10.31. ábrán vázolt görbeseregből kitűnik, a vízszintes dipólus jelleggörbéje módosítható, ha a dipólust középen megtörve, két szárát a vízszintes síkban egymáshoz különböző szögben feszítjük ki. Az egyenes dipólus nyolcas alakú jelleggörbéjének két minimuma [10.31.(a1) és (b1) ábrák] a két szár által bezárt szög csökkenésével fokozatosan kitöltődik és többé-kevésbé kör alakú jelleggörbébe megy át. Az ábrán bemutatott jelleggörbékből kiindulva különféle, az adottságoknak legjobban megfelelő V- vagy szögdipólusok készíthetők.



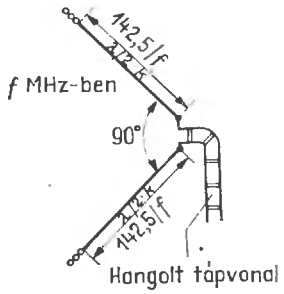
10.31. ábra. Vízszintes V-dipólus vízszintes síkbeli irányjelleggörbéi:
(a) félhullámú dipólus: *1* — egyenes $\lambda/2$-dipólus; *2* — 135°-os $\lambda/2$ dipólus; *3* — 90°-os $\lambda/2$ dipólus; *4* — 45°-os 1λ-dipólus; (b) teljeshullámú dipólus: *1* — egyenes 1λ-dipólus; *2* — 135°-os 1λ-dipólus; *3* — 90°-os 1λ-dipólus; *4* — 45°-os 1λ-dipólus

A szögdipólusok egyetlen „szépséghibája", hogy elméletileg egyetlen szögnél sem érhető el tökéletes körsugárzás; az amatőr-gyakorlatban azonban többnyire az is elegendő, ha az antenna sugárzási jelleggörbéjében nincs kifejezett minimum.

10.4.1. A teljeshullámú V-dipólus

A derékszögben megtört egyszerű vízszintes huzalantenna [10.31.(b3) ábra] teljeshullámú szögdipólusnak tekinthető. Vízszintes sugárzási jelleggörbéje közelítően kör alakú, emellett többsávos antennaként is használható. Ez az antennatípus amatőrkörökben még nem tudott elterjedni, noha „jó családból" származik. Az URH- és tv-adástechnikában használatos U-antennák, négyzetes sugárzók, illetve ezek korszerű változatainak rokona.

A 10.32. ábrán kivitelezési vázlata és a méretezéséhez szükséges adatok láthatók. A két hossz



10.32. ábra. Körsugárzó teljeshullámú V-dipólus

$k \cdot \lambda/2$, ahol k a rövidítési tényező. Ha a derékszögű teljeshullámú szögdipólust a 40 m-es sávra méretezzük, akkor a 80 m-es sávban mint félhullámú V-dipólus fog működni. Ez esetben a sugárzási jelleggörbe a 10.31.(a3) ábrabeli alakot fogja ölteni, vagyis kifejezett körsugárzásról már nem beszélhetünk, azonban az egyenes dipólusok jellegzetes sugárzásminimumai sem lépnek fel. Ugyanakkor az antenna a 20, 15 és 10 m-es DX-sávokban is használható: itt már a V-antennákra jellemző kifejezett irányító hatás érvényesül; a fő sugárzási nyaláb a szögfelező vonalában mindkét irányba alakul ki.

Többsávos üzemeltetés esetén hangolt tápvonalat kell használni, míg kizárólag egysávos üzemnél tetszőleges hosszúságú illesztett tápvonalat alkalmazhatunk. A pontos illesztés érdekében zárt, negyedhullámú illesztőtag használata javasolható.

Emellett ismeretesek még további vízszintes körsugárzó dipólusok (kereszt-dipólus, lóhere-sugárzó), amelyek méreteik miatt a rövidhullámú tartományban nem tudtak elterjedni. Ezért ezeket majd az ultrarövid hullámú antennák fejezetében tárgyaljuk.

11.

Huzalantennák

A huzalantennák (angolul: long wire = hosszú huzal) még az amatőrrádiózás hőskorában terjedtek el, ma azonban csak ritkán és rendszerint valamilyen különleges kivitelű formájával találkozhatunk olyan QTH-kon, ahol elegendő hely van ezeknek az ugyancsak nem kis méretű sugárzóknak a telepítésére. A huzalantennák idegen elnevezésében szereplő „hosszú" jelző ugyanis arra utal, hogy a sugárzó minden esetben hosszabb, mint az üzemi frekvenciának megfelelő hullámhossz, vagyis az antenna felharmonikusan van gerjesztve. A táplálás módjától és egyéb szerkezeti megoldásoktól függően Fuchs-antennának, V-antennának, rombusz-antennának stb. elnevezett huzalantennákat egységes szempontok alapján méretezik.

A huzalantennák legfontosabb erénye olcsóságuk és egyszerű kivitelük; helyigényük azonban igen nagy: minél hosszabb egy huzalantenna, annál nagyobb lesz az elérhető nyereség és annál élesebb lesz az irányítóhatás. A hosszúság ebben a vonatkozásban relatív fogalom, ugyanis mindig az üzemi hullámhosszra vonatkozik.

Huzalantennák méretezése az alábbi összefüggés alapján lehetséges:

$$l = \frac{150(n - 0{,}05)}{f}, \qquad (11.1)$$

ahol l a sugárzó hossza m-ben;

n a sugárzón kialakuló félhullámok száma;

f az üzemi frekvencia MHz-ben.

A sugárzó hosszának növelésével a fő sugárzási irány egyre inkább közelíti meg az antenna hossztengelyét. Ezzel párhuzamosan koncentrálódik a sugárzás a főnyalábban, azonban az antenna hosszának növelésével a melléknyalábok száma is nő. A 11.1. ábrán néhány különböző hosszúságú huzalantenna E síkbeli sugárzási jelleggörbéjét mutatjuk be.

Az ábrákon jól látható a melléknyalábok számának növekedése: ezek a melléknyalábok általában nem hátrányosak, mert a huzalantennának körsugárzó jelleget adnak: ezekben az irányokban közel akkora nyereség érhető el, mint a félhullámú sugárzóval, míg a főnyaláb irányában jelentős antennanyereséggel számolhatunk. Hozzájárul ehhez még az is, hogy a huzalantennának a nagyobb távolságok áthidalása szempontjából kedvező lapos sugárzása, vagyis kicsi H síkbeli sugárzási szöge van.

A 11.2. ábrán leolvashatjuk, hogy az antenna hosszával hogyan változik a decibelben kifejezett elméleti antennanyereség (*I.* görbe), a főnyaláb milyen szöget zár be az antenna tengelyével (*III.* görbe) és hogyan alakul az antenna sugárzási ellenállása (*II.* görbe).

Példa. Huzalantenna méretezendő a 20 m-es sávra; a helyi adottságoknak megfelelően kelet—nyugat irányba mintegy 85 m-es antenna telepíthető. Határozzuk meg:

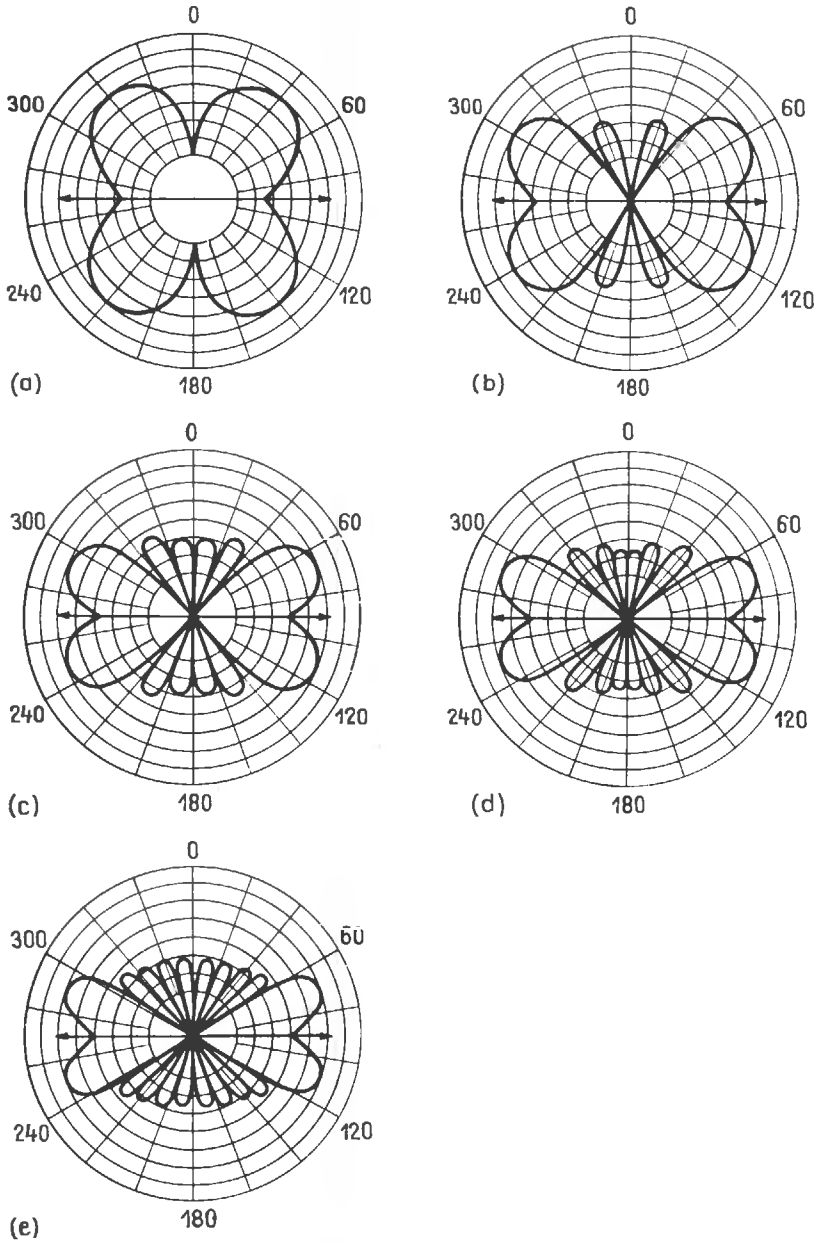
a) a 4λ-ás sugárzó pontos méretét;

b) a főnyaláb irányában várható antennanyereséget;

c) a sugárzási ellenállást, továbbá a főnyaláb irányát.

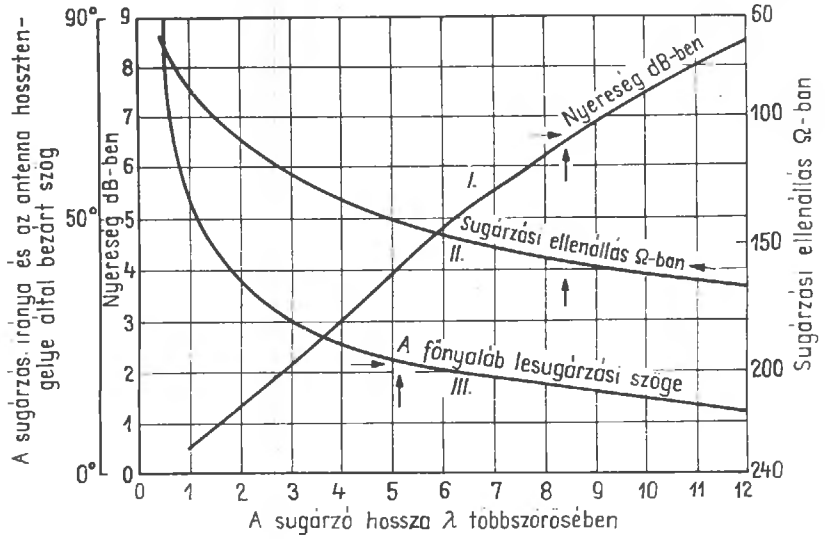
A sugárzó hosszát a (11.1) összefüggés alapján számolhatjuk: mivel a 4λ-ás sugárzón 8 félhullám alakul ki, ezért $n = 8$; a 20 m-es sáv közepének frekvenciáját 14,1 MHz-nek véve, a sugárzó hossza:

$$l = \frac{150 \cdot (8 - 0{,}05)}{14{,}1} \approx 84{,}57 \text{ m}.$$



11.1. ábra. Különböző hosszúságú vízszintes huzalantennák vízszintes síkbeli irányjelleggörbéi:

(a) a sugárzó hossza = 1λ; (b) a sugárzó hossza = 2λ; (c) a sugárzó hossza = 3λ; (d) a sugárzó hossza = 4λ; (e) a sugárzó hossza = 5λ



11.2. ábra. Huzalantenna nyereségének, sugárzási ellenállásának és a fő sugárzási iránynak változása a sugárzó hosszának függvényében:

I. görbe:
elméleti teljesítménynyereség változása a λ üzemi hullámhosszban kifejezett huzalhossz függvényében;

II. görbe:
az árammaximumban mért sugárzási ellenállás változása a λ üzemi hullámhosszban kifejezett huzalhossz függvényében;

III. görbe:
a fő sugárzási irány és a sugárzó hossztengelye által bezárt szög változása a λ üzemi hullámhosszban kifejezett huzalhosssz függvényében

A 11.2. ábrából leolvasható, hogy a 4λ-ás antenna nyeresége 3 dB lesz a főnyaláb irányában; sugárzási ellenállásként 130 Ω adódik a *II.* görbéből: ez lesz az antenna talpponti impedanciája, ha árammaximumban tápláljuk.

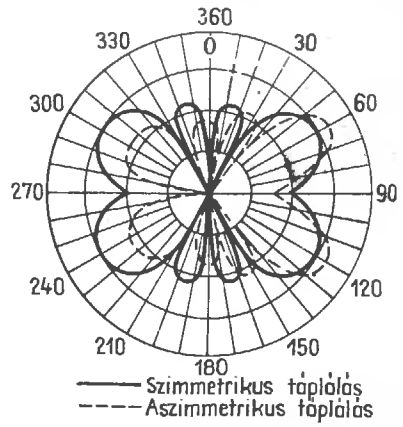
A *III.* görbén leolvashatjuk az antenna tengelye és a főnyaláb által bezárt szöget: ez 26° lesz. A kelet—nyugat irányban telepített antennánál, a 11.1.(b) ábra alapján a főnyalábok iránya:

$$270°+26°=296°;$$
$$270°-26°=244°;$$
$$90°+26°=116° \quad \text{és}$$
$$90°-26°=\ 64°.$$

Szöghű vetületű térkép birtokában könnyen meghatározhatjuk azokat a földrészeket, amelyeket az antenna segítségével jó hatásfokkal elérhetünk.

A 11.1. ábrán bemutatott irányjelleggörbék csak ideális körülmények között alakulnak ki és a gyakorlatban csak megközelíthetők. Legjobban a táplálás módja befolyásolja a jelleggörbét: különösen az egyik végén, tehát aszimmetrikusan táplált antenna jelleggörbéje torzul. A 11.3. ábrán egy 2λ-ás huzalantenna vízszintes *E* síkbeli irányjelleggörbéje látható, szimmetrikus és aszimmetrikus táplálás esetében. Az aszimmetrikusan táplált sugárzónál a jelleggörbe is aszimmetrikussá válik: a főnyalábok a nyitott vég irányába tolódnak el, míg a betáplálás irányába mutató főnyalábok csökkennek. Ez a jelenség egyébként minden aszimmetrikusan táplált antennára jellemző.

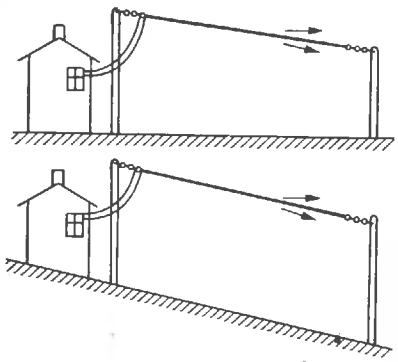
A jelleggörbe további módosítása érhető el, ha a sugárzót úgy feszítjük ki, hogy a vízszintessel



11.3. ábra. 2λ-ás sugárzó vízszintes síkbeli sugárzási irányjelleggörbéje szimmetrikus és aszimmetrikus tápláláshoz

kisebb-nagyobb szöget zár be (11.4. ábra). Ez a körülmény a H síkbeli függőleges sugárzási szöget módosítja. Ha az antenna nyitott vége felé lejt, vagy ha a talajszint ebben az irányban lejt (11.4. ábra), akkor a rövidebb amatőrsávokban a nyíl irányában néha meglepően jó DX-eredmények érhetők el.

Mint ugyanis a 2. fejezetben kimutattuk, a nagy távolságú összeköttetések szempontjából az antennák függőleges síkbeli sugárzási szöge döntő jelentőségű: ettől függ az ionoszferikus reflexióval áthidalható maximális távolság. Minél laposabb ez a szög, annál kedvezőbb reflexiós viszonyok alakulnak ki. A huzalantennák sugárzási szöge kicsi, különösen akkor, ha a talajszinttől minél távolabb, vagyis minél magasabban telepítjük azokat. Így pl. egy 2λ magasságban kifeszített huzalantenna függőleges síkbeli sugárzási szöge 10° lesz; ha az antennát $0{,}5\lambda$ magasságban telepítjük, a sugárzási szög már 35° lesz. Az alacsonyan telepített huzalantennák fent tárgyalt lejtős kialakításával éppen ezt a sugárzási szöget lehet csökkenteni és ezzel a nagyobb frekvenciás sávokban kedvezőbb eredményeket elérni.



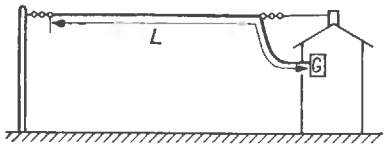
11.4. ábra. Lejtősen vagy lejtős talajszint felett telepített sugárzó

11.1. Az L-antenna mint többsávos antenna

A 11.5. ábrán bemutatott úgynevezett L-antenna a rövidhullámú antennák legegyszerűbb válfajának tekinthető. Külsőre alig különbözik a középhullámon használatos antennáktól.

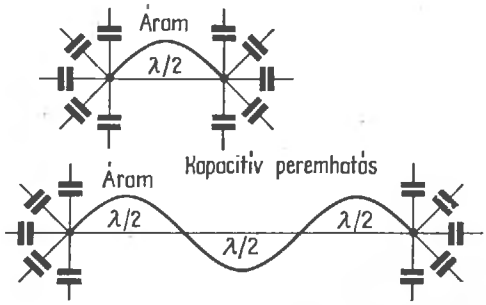
A teljes L-huzalhossz, amely tehát a készülék antennacsatlakozójáig terjed, és legalább $\lambda/2$ a rövidítési tényezője. Az L-antenna többsávos üzemben is használható, ha a 80 m-es sávra méreteztük mint félhullámú sugárzót. Ilyenkor a 40 m-es sávban mint teljeshullámú antenna dolgozik, a 20 m-es sávban mint 2λ-s sugárzó, a 15 m-es sávban mint 3λ-s, a 10 m-es sávban mint 4λ-s antenna.

Sajnos a fenti számítás nem teljesen helytálló. Ha ugyanis a (11.1) összefüggés alapján $f_{res} = 3500$ kHz frekvenciával a sugárzó hosszát mint félhullámú sugárzóét meghatározzuk, az így adódó mechanikai hossz 40,71 m lesz. Ha ugyanezt a huzalszakaszt most a fenti képlet alapján a 3,5 MHz-hez harmonikus 7 MHz frekvenciára akarnánk méretezni mint teljeshullámú antennát, az így adódó hossz 41,78 m lenne, vagyis a teljeshullámú sugárzó több, mint 1 m-rel lesz rövidebb. Ez a különbség természetesen nemcsak az L-antennánál adódik, hanem minden olyan huzalantennánál, amelyet az üzemi frekvencia felharmonikusain is akarunk üzemeltetni. Oka a különböző rövidítési tényezőkre vezethető vissza.



11.5. ábra. Az L-antenna

Valamely antenna rövidítési tényezője döntően a sugárzó végén fellépő kapacitív véghatásból adódik. Ha ugyanazt a huzalt felharmonikusan gerjesztjük, vagyis több félhullám alakul ki, a rövidítő hatású kapacitív véghatás csak a huzal legvégén alakul ki, vagyis a közbenső szakaszokon nem érvényesül (11.6. ábra). A kapacitív véghatást a sugárzó rövidítésével lehet kompenzálni, mivel a kapacitív véghatás antennahosszabbító hatású. Mint az a 11.6. ábrából kitűnik, egy több félhullámot tartalmazó sugárzón a kapacitív véghatás termé-



11.6. ábra. A kapacitív véghatás és a sugárzó rövidítési tényezőjére gyakorolt hatása

szetesen csak a sugárzó két végén fog érvényesülni, ezért nem szabad a huzalt annyira rövidíteni, mint félhullámú sugárzó esetében.

Mint az alábbi összeállításból kitűnik, egy, a 3500 kHz-es frekvenciára helyesen méretezett félhullámú sugárzó a nagyobb frekvenciájú amatőrsávokban felharmonikusan gerjesztve minden esetben túl rövid lesz:

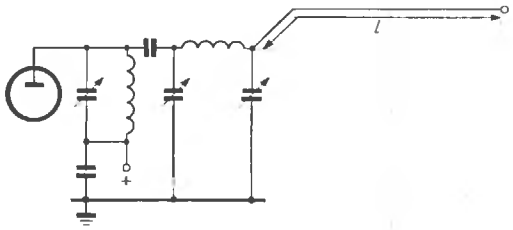
Rezonanciafrekvencia	*Sugárzó hossza*
3 500 kHz $=0{,}5\lambda$	40,71 m
7 000 kHz $=1{,}0\lambda$	41,78 m
14 000 kHz $=2{,}0\lambda$	42,32 m
21 000 kHz $=3{,}0\lambda$	42,50 m
28 000 kHz $=4{,}0\lambda$	42,60 m

A sugárzó rezonanciája tehát felharmonikus üzemben sohasem lesz pontos harmonikusa az alapfrekvenciának.

Az L sugárzó-hossz gyakorlati tapasztalatok alapján optimális kompromisszumként 42,2 m hosszra méretezhető. A rezonancia ez esetben a DX-sávokban általában a sávon belül van (14 040, 21 140 és 28 230 kHz), míg a sugárzó hossza a 40 és 80 m-es sávban túl hosszú lesz.

Minthogy az L-antenna teljes hosszában sugároz (a tápvonal hiánya!), intenzív és szinte elhárithatatlan rádió- és tv-vételi zavarokat okoz. Ezért sűrűn lakott területeken adóantennaként használni nem ajánlatos, azonban rövidhullámú vevőantennaként jól alkalmazható.

A felharmonikusok kisugárzásának elkerülése és a rezonancia beállítása céljából ezért az L-antennát az amatőrsávokban általában aszimmetrikusan Collins-szűrő segítségével szokás az adóhoz csatlakoztatni (11.7. ábra). Az ilyen aluláteresztő szűrők méretezését a 8.1.1.1. alpontban tárgyaltuk.

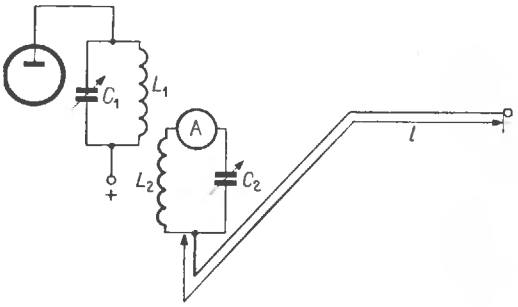


11.7. ábra. L-antenna csatlakoztatása Collins-szűrőn át

Az L-antenna Collins-szűrővel kombinálva kedvelt univerzális antenna. Segítségével viszonylag jó eredmények érhetők el, ha teljes hosszának legalább 80%-a lehetőleg minél magasabban és zavaró tárgyaktól távol van felfüggesztve.

11.2. A Fuchs-antenna

Még az amatőr-rádiózás hőskorában ismertette első ízben az osztrák *Fuchs* amatőr a róla elnevezett *Fuchs-antennát*. Ez az antenna sokáig a legkedveltebb rövidhullámú antenna volt, ma azonban alig van jelentősége. Tulajdonképpen egy közönséges L-antennáról van szó, amelynél csupán az adó-végfokozat rezgőköréhez történő csatlakoztatás módjában van különbség.



11.8. ábra. A Fuchs-antenna

Mint a 11.8. ábrából kitűnik, a Fuchs-antenna egy olyan közbenső csatolókörrel működik, amelyet az anódköri rezgőkör „hideg végéhez" induktíve csatolunk. A csatolókörnél kívánatos a nagy L/C viszony (nagy körjóság!); adatai a 10.2. táblázatban találhatók. A közbenső csatolókörben még viszonylag kis adóteljesítményeknél is nagy áramok folynak. Ezért a veszteségek csökkentése céljából a tekercset lehetőleg vastag huzalból vagy csőből célszerű elkészíteni. Az A ampermérő hőszálas árammérő műszer, vagy pedig valamilyen más nagyfrekvenciás áram indukálására alkalmas mérőeszköz. Szükség esetén egy megfelelően söntölt izzólámpácska is használható áramindukálás céljára.

Az L_2C_2 közbenső csatolókör rezonanciafrekvenciája megfelel az üzemi frekvenciának és az l sugárzó-hossz a (11.1) összefüggés alapján méretezhető. Ebből következik, hogy a Fuchs-antenna is használható felharmonikusokon, ezért mint többsávos antenna is használható. Ilyenkor természetesen a Fuchs-kört (közbenső csatolókör) a mindenkori üzemi frekvenciára kell átkapcsolni.

A közvetlenül táplált antennák (L-antenna és Fuchs-antenna) — mint már említettük — teljes hosszukban sugároznak. Ezáltal tetemes abszorpciós veszteségek lépnek fel az antenna környezetében levő tárgyak (vezetékek, épületrészek és egyéb

fémtárgyak) hatására. A sugárzási veszteségek mellett a „kóbor" nagyfrekvenciás áramok jelentős rádió- és tv-vételi zavarokat is okozhatnak. Ezért ezek az antennák — amelyeket régen szívesen használtak többsávos üzemben is — ma már elavultnak tekinthetők és használatuk nem ajánlható.

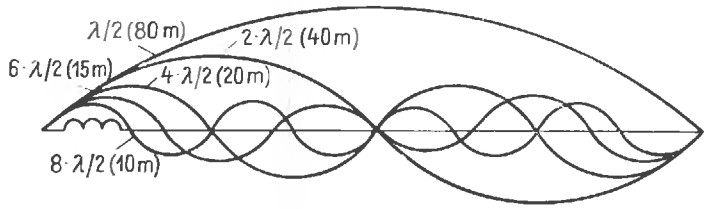
11.3. A DL 7 AB többsávos antenna

DL 7 AB javaslata alapján a huzalantennák viszonylag egyszerűen hozhatók rezonanciába valamennyi amatőrsávban. A DL 7 AB-antenna esetében a sugárzó elektromos hosszát egy közbeiktatott rezgőkör, azaz tekercs segítségével növelik. A hosszabbító hatás akkor a legnagyobb, ha a tekercs árammaximumban helyezkedik el. Minél közelebb kerül a tekercs az árammaximumhoz, annál kisebb hatást fejt ki. A 11.9. ábrán egy 80 m-re méretezett $\lambda/2$-es sugárzó látható, amelyet többsávos üzemmódban lehet használni. Az árameloszlásokat a rajzon feltüntettük.

Ha a sugárzó végétől számított 2,5 m távolságban egy hosszabbító tekercset iktatunk a sugárzóba, akkor ez a 10 m-es üzemben pontosan az első árammaximum helyére kerül. Ennek megfelelően hosszabbító hatása itt maximális. A 15 m-es üzemnél a tekercs már valamelyest az árammaximum elé kerül, ennek megfelelően hosszabbító hatása is csökkenni fog. Minél jobban növekszik a hullámhossz, annál jobban közeledik a tekercs helye az árammínimum felé; ezzel együtt csökken az antennahosszabbító hatása.

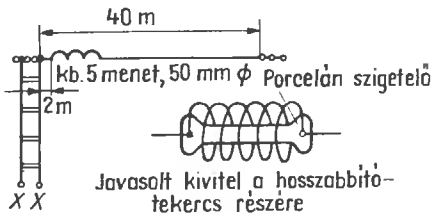
Ha a DL 7 AB szerinti többsávos antenna hosszát a 40 m-es sávra méretezzük, akkor a 80 m-es sávban hossza valamelyest rövidebb lesz a kelleténél. Noha a hosszabbító tekercs helye a 80 m-es üzemmód esetén majdnem az árammínimumban van, hatása mégis elegendő lesz ahhoz, hogy a sugárzót a 80 m-es üzemben rezonanciába hozza. A 40 m-es üzemben a sugárzó már mintegy 1,7 m-rel rövidebb a kelleténél, azonban mivel a hosszabbító tekercs már közelebb került az árammaximumhoz, ezért ez a rövidülést kikompenzálja. A 20 m-es üzemnél már 2,3 m hiányozna, a 15 m-esnél 2,5 és a 10 m-es üzemnél 2,6 m hiányozna az antenna optimális hosszából. Mivel azonban a hosszabbító tekercs a növekvő frekvenciával egyre közelebb kerül az árammaximumhoz, ezért az antennát mindig rezonanciába hozza; a tekercs ily módon különféle mértékben növeli a sugárzó elektromos hosszát és ezzel lényegében valamennyi sávban közel optimális elektromos méretre toldja az antennahosszt.

A tekercs méretének és helyzetének pontos adatait nehéz előre számítani, mivel minden antenna tulajdonságait elsősorban a talajviszonyok, az antennamagasság, a környezet és a táplálás módja határozza meg. A 11.10. ábrán azonban jól használható átlagértékek találhatók.



11.9. ábra. Árameloszlás többsávos sugárzón

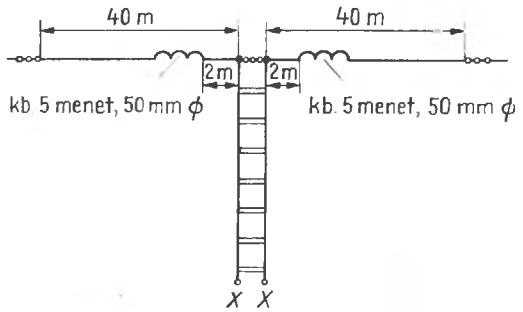
A DL 7 AB módszere természetesen minden huzalantennához alkalmazható és segítségével a legtöbb sugárzó valamennyi sávban rezonanciába



11.10. ábra. A DL 7 AB többsávos antenna Zeppelin-táplálása

hozható. Példaként a 11.11. ábrán egy szimmetrikusan táplált többsávos antennát látunk, amely a 80 m-es sávban már mint teljeshullámú antenna dolgozik.

A DL 7 AB módszerének legnagyobb előnye, hogy az antenna talppontjában meddő tag többsávos üzemben sem lép fel. Ennek következtében — a többsávos üzem ellenére — illesztett tápvonal is használható lenne. Mivel azonban a DL 7 AB-antennát úgyszólván kivétel nélkül feszültségmaximumban (nagy impedancián) tápláljuk, ezért az impedanciaillesztést tápvonal esetében nem lehetne elkerülni. Érdekes lenne a DL 7 AB-féle hosszabbító tekercseket egy többsávos Windom-antenna esetében is kipróbálni.



11.11. ábra. Szimmetrikusan gerjesztett DL 7 AB többsávos antenna

Amatőr-körökben a DL 7 AB-féle sugárzó idáig még nem nagyon terjedt el, azonban alapvető ötletét a többsávos irányhatású antennák korszerű kiviteli alakjaiban megtaláljuk.

11.4. A V-antenna

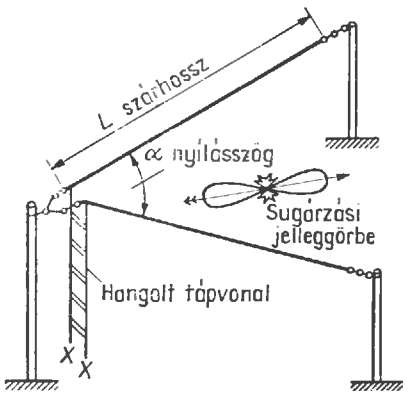
A V alakban vízszintesen kifeszített huzalantenna nyeresége és irányhatása fokozott. Ha a két szár által bezárt α szöget optimálisan méretezzük, a két oldalra működő iránysugárzó nyeresége 3 dB-lel nagyobb, mint az azonos hosszúságú egyszerű huzalantennáé (lásd a 11.12. ábrát).

Az L szárhossz növekedésével nő az antennanyereség, és a főnyaláb keskenyebbé válik. Az α nyílásszög optimális értéke szintén az L szárhossz függvénye: L növekedésével α egyre kisebb lesz. A 11.13. ábrán különféle λ-ban kifejezett L szárhosszakhoz tartozó optimális α nyílásszög-értékek, továbbá az elérhető antennanyereségek dB-ben olvashatók le. Mivel a V-antennák H síkbeli függőleges sugárzási szöge kicsi, a rövidebb sávokban kiváló DX-tulajdonságai vannak.

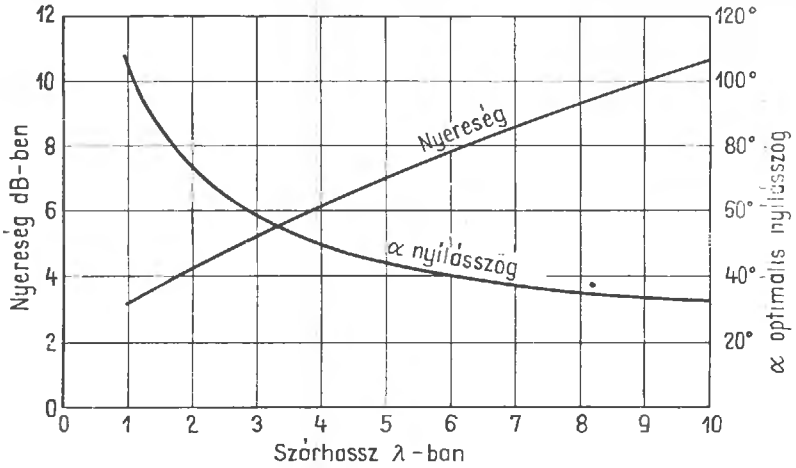
A V-antennát feszültségmaximumban tápláljuk, ezért nagy a talpponti impedanciája. A táplálást többnyire hangolt tápvonal segítségével szokás megoldani, mivel ez esetben többsávos üzemben is használható az antenna. Ha az antennát kizárólag egy sávra készítjük, célszerű egy rövidrezárt negyedhullámú illesztőtag közbeiktatásával illesztett tápvonalat használni. Igen nagy L szárhossznál a talpponti impedancia megközelíti a 600 Ω-ot, és ilyenkor a V-antennát egy egyszerű 600 Ω-os tápvonal segítségével közvetlenül táplálhatjuk.

Az L szárhossz pontos értéke nem kritikus. Méretezése a (11.1) összefüggés alapján végezhető. Az antenna széles sávú, azonban az optimális nyílásszög beállítása — különösen nagy szárhosszak esetében — fokozott gondosságot igényel: a két szár főnyalábjainak fázishelyes szuperpozíciója hozza ugyanis létre a megnövekedett nyereséget.

Egy helyesen méretezett V-antenna több sávon is használható. Így pl., ha $L = 63{,}05$ m és $\alpha = 47°$, az antenna a 15 m-es sávon működik optimálisan ($L = 4{,}5\lambda$, és a nyereség közel 6,5 dB). Ugyanez a sugárzó azonban kitűnően használható kb. azonos nyereséggel a 10 m-es sávban ($L = 6\lambda$), és még a 20 m-es sávban is mintegy 5 dB-es nyereséggel számolhatunk ($L = 3\lambda$). Minthogy a 20 és 10 m-es üzemben a nyílásszög nem optimális, ezért nem érhető el a diagramból leolvasható, a szárhossznak megfelelő maximális nyereség. A 40 és 80 m-es sávban már csak kis nyereséggel számolhatunk, azonban a túl hegyes nyílásszög következtében meredekebb sugárzási főnyaláb ebben a frekvenciatartományban már nem jelent hátrányt.



11.12. ábra. A V-antenna vázlata



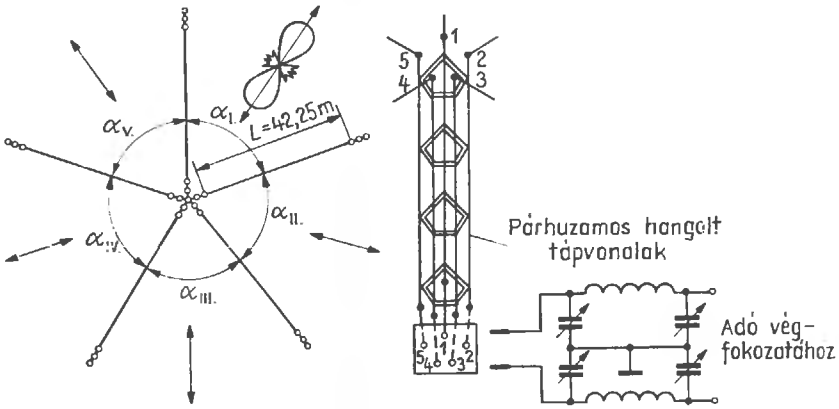
11.13. ábra. A V-antenna közelítő antennanyereségének és optimális nyílásszögének változása az üzemi hullámhosszban megadott szárhosszak függvényében

11.4.1. A V-csillagantenna

Ha sok hely áll rendelkezésünkre, V-antennák kombinációjával igen jó hatásfokú antenna állítható össze, amely nemcsak az összes sávban használható, hanem amellett minden irányban nagy nyereséget biztosít (11.14. ábra).

Egy legalább 10 m magas központi tartóoszlop tetejéről 5 db, egyenként 42,25 m hosszú sugárzót feszítünk ki; a sugárzók által bezárt α nyílásszög 72° [11.14.(a) ábra]. A sugárzók külső végeinek rövidítésére szolgáló tartóoszlopok kisebbek lehetnek, mint a központi tartóoszlop; a kisebb függőleges sugárzási szög érdekében ez kifejezetten kívánatos. Ez a hatás csak a V-nyílás oldalán jelentkezik, míg a másik oldalon a főnyaláb sugárzási szöge meredekebbé válik.

A központi tartóoszlop csúcsán összefutó sugárzószárakat egy-egy függőleges tápvonalként működő huzalhoz csatlakoztatjuk; a szabályos ötszög alakú szigetelő térköztartók segítségével a huzalokat egymástól mintegy 10...15 cm távolságban kifeszítve, varsaszerű ötös tápvonalat kapunk, amelyben mindig két szomszédos huzal ké-



11.14. ábra. A V-csillagantenna mint változtatható irányjelleggörbéjű többsávos antenna

pezi a felső végükhöz csatlakozó V-antenna tulajdonképpeni tápvonalát [11.14.(b) ábra]. A V-csillagantenna megfelelő szakaszának bekapcsolása egyszerűen és üzembiztosan oldható meg, ha a „varsa"-tápvonal öt huzaljának alsó végét egy-egy csatlakozóhüvelyhez forrasztjuk, majd az antennaillesztő tagot két banándugós mérőzsinór segítségével a megfelelő csatlakozóhüvellyel összekötjük.

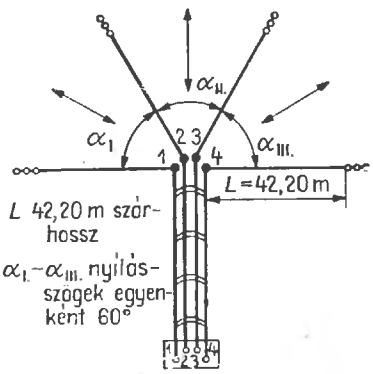
Az ismertetett V-csillagantenna lényegében 5 V-antennából áll, amelynek mindegyike kétoldalú sugárzó: vagyis összesen 10 fő sugárzási irányoldal áll rendelkezésre. Minthogy az adott méretezésnél az egyes V-antennák főnyalábjainak nyalábszélessége mintegy 36°, a V-csillagantenna egy 360°-os szögben, vagyis minden irányba fordítható iránysugárzónak tekinthető. Az egyes szárak összekapcsolásával különféle kombinációba a 40 és 80 m-es sávban a sugárzási jelleggörbe módosítható és a körsugárzó-jelleg is megközelíthető. A várható sugárzási jelleggörbe alakja a 10.31. ábra alapján becsülhető meg.

A forgatható, alumínium csőből készült iránysugárzókkal szemben az ismertetett V-csillagantenna legfontosabb előnye, hogy a 40 és 80 m-es sávban is teljes értékű, jó hatásfokú antenna. A drága alumínium cső megtakarítható, nincs szükség bonyolult forgató mechanizmusokra, és a hosszadalmas és kényes illesztési műveletek is elmaradhatnak.

Az alábbi V-csillagantenna-változatok még nagyobb nyereséget adnak:

7 db 4λ huzal, nyílásszög 51,5°;
8 db 5λ huzal, nyílásszög 45°;
9 db 6λ huzal, nyílásszög 40°.

A forgalmazás szempontjából kevésbé jelentős égtájak figyelembevételével egy-két szár elhagyható. A 11.15. ábrán egy, a 15 m-es sávra méretezett



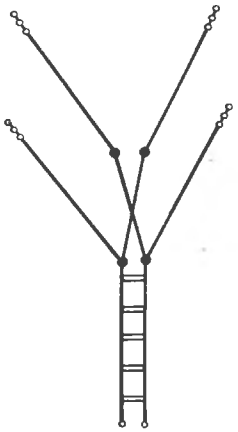
11.15. ábra. Egyszerűsített V-csillagantenna

3λ-ás és 60°-os nyílásszögű V-csillagantenna látható, amelynek csak négy szára van.

Többsávos V-csillagantennák szárhosszát és nyílásszögét célszerű a 15 m-es sávra méretezni. Minthogy többsávos üzemben minden esetben hangolt tápvonalat kell használni, a szárhossz — a többi sávon jelentkező — kisebb-nagyobb eltérését az adó és a tápvonal közé iktatott antennacsatoló segítségével könnyedén kompenzálhatjuk. A szárhosszak méretezését a már ismertetett (11.1) összefüggés alapján végezhetjük el.

11.4.2. Emeletes V-antenna

A V-antennák nyeresége közel 3 dB-lel növelhető függőleges nyalábolással anélkül, hogy a vízszintes síkbeli nyaláb keskenyebbé válna, ha két azonos V-antennát egymás fölé helyezünk (11.16. ábra). Az emeletek közötti távolságnak legalább λ/2 kell lennie, de nagyobb térköz kedvezőbb.



11.16. ábra. Emeletes V-antenna

Ebből következik, hogy az ilyen antenna-elrendezések méretei a rövidhullámú tartományban igen nagyok lesznek és a gyakorlatban ritkán valósíthatók meg.

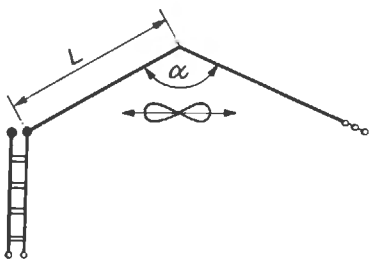
Az antennarendszer táplálása egyszerűen oldható meg akkor, ha az emeletköz pontosan λ/2. Mindkét V-sugárzót azonos fázisban kell gerjeszteni; a legegyszerűbb megoldásként kínálkozó félhullámú tápvonalszakasz az impedanciákat 1:1 arányban transzformálja, de a fázist 180°-kal megfordítja. Ahhoz, hogy mindkét emelet azonos fázisban legyen táplálható, a félhullámú tápvonal-

szakasz huzaljait keresztbe kötve csatlakoztatjuk a V-sugárzók talppontjához (lásd a 11.16. ábrát).

Rövidhullámú műsorszóró adóállomásoknál sokszor alkalmazzák az alábbi, igen éles irányító hatású elrendezést: két V-antennát vízszintes síkban egymás mellé telepítenek, és az így kialakuló kettős V-alakzat mögé mintegy $\lambda/4$ távolságban egy további V-antennát helyeznek el. Ez utóbbi reflektorként hat; az egész antennarendszer egyirányú sugárzó lesz, ha a két antennát fázisban 90°-kal eltolva tápláljuk. Az ilyen nagy antenna-„képződmények" az amatőr-gyakorlatban ritkán fordulnak elő, és csak a teljesség kedvéért említjük őket.

11.4.3. Tompaszögű V-antenna

A V-antenna egyik változatát, a tompaszögű V-antennát *csonka rombusz-antennaként* is felfoghatjuk (11.17. ábra). Csak egészen különleges esetekben javasolható, minthogy hosszmérete mintegy kétszerese a közönséges V-antennának; emellett — azonos szárhosszra vonatkoztatva — az elérhető nyereség sem nagyobb.



11.17. ábra. A tompaszögű V-antenna

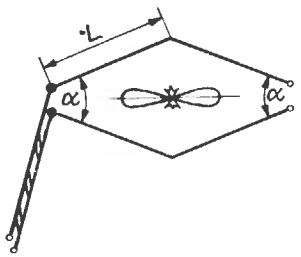
A tompaszögű V-antenna hangolt tápvonal segítségével táplálható. Az adott L szárhosszhoz tartozó optimális nyílásszög az alábbi összeállításból olvasható le:

Szárhossz	2λ	3λ	4λ	5λ
Nyílásszög	110°	122°	130°	137°

Szárhossz	6λ	7λ	8λ	9λ	10λ
Nyílásszög	140°	142°	144°	146°	147°

11.5. A nyitott rombusz-antenna

Két tompaszögű V-antenna kombinációjából kapjuk az amatőr-viszonyok között még viszonylag kis befektetéssel megvalósítható, legnagyobb teljesítményű és jó irányítású huzalantenna-rendszert. Emellett a rombusz-antenna sávszélessége is nagyobb, mint az azonos hosszúságú V-antennáé.



11.18. ábra. Két oldalra sugárzó rombusz-antenna

A 11.18. ábrán egy egyszerű *nyitott* (le nem zárt) rombusz-antenna vázlata látható. A következő fejezetben ismertetendő aperiodikus széles sávú antennarendszerrel, a jól ismert lezárt rombusszal ellentétben, a két szár vége itt nyitott.

Mint az ábrán levő jelleggörbe mutatja, a nyitott rombusz-antenna kétoldalú sugárzó. Az elérhető antennanyereség nagyobb, mint egy összemérhető hosszúságú V-antennáé; így pl. az $L = 3\lambda$ szárhosszúságú rombusz-antenna elméleti nyeresége 8,5 dB (lásd a 11.1. táblázatot), míg egy $L = 6\lambda$ hosszú V-antennáé a 11.13. ábra diagramja alapján csupán 7,8 dB. A szükséges antennahuzal mindkét esetben azonos, ezenkívül a rombusz-antenna irányjelleggörbéje kevésbé függ a frekvenciától, mint a V-sugárzó esetében.

11.1. táblázat Nyitott rombusz-antennák optimális nyílásszögének és elméleti antennanyereségének változása az L szárhossz függvényében

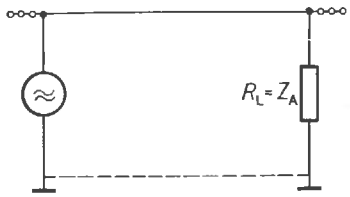
L szárhossz	α nyílásszög	Elméleti antennanyereség
λ	szög°	dB
1,0	105°	6,5
1,5	85°	7,0
2,0	73°	7,5
2,5	64°	8,0
3,0	58°	8,5
3,5	54°	9,0
4,0	50°	9,5
4,5	48°	10,0
5,0	45°	10,5

A 11.1. táblázatban a nyitott rombusz-antennával elérhető elméleti antennanyereséget tüntettük fel, különböző L szárhosszúságok és α nyílásszögek esetében. Az antennanyereséget félhullámú dipólusra mint vonatkozási alapra adtuk meg. Ha a táblázat adatait a 11.13. ábrabeli diagramból kiolvasható adatokkal vetjük egybe, kiderül, hogy az optimálisan méretezett nyitott rombusz-antenna adott L szárhossza és nyílásszöge megegyezik a V-antenna megfelelő adataival; ebből következik, hogy egy jól méretezett és jól működő V-sugárzó egyszerűen bővíthető ki nyitott rombusszá, ha két szárához a hiányzó huzaldarabot tükörképszerű elrendezésben hozzáillesztjük. Az így létrejövő rombusz-antenna szintén optimális méretű lesz, az antennanyereség legalább 3 dB-lel nő, és a sávszélesség is nagyobb lesz.

12.

Aperiodikus antennák

Terhelőellenállással lezárt sugárzókat aperiodikus vagy lezárt antennáknak nevezzük (lásd a 12.1. ábrát). A terhelőellenállás értékének azonosnak kell lennie az antenna Z_A hullámellenállásával, és az üzemi frekvencián rezisztív ellenállást kell képviselnie.



12.1. ábra. Aperiodikus antenna; az R_t lezáróellenállás értéke megegyezik az antenna Z_{kim} hullámellenállásával

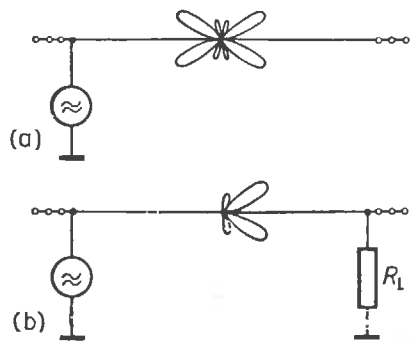
A hullámellenállásával lezárt sugárzón — a le nem zárt rezonáns sugárzóval ellentétben — állóhullámok alakulnak ki. A sugárzó végéhez érkező energiát az ott elhelyezett terhelőellenállás veszi fel és alakítja át hővé. A terhelőellenállással lezárt antenna elvileg olyan tápvonalnak tekinthető, amelynek másik felét a föld képezi; a tápvonal a Z_{kim} hullámellenállásának megfelelő R_t terhelőellenállással van lezárva. A tápvonalon haladó hullámok alakulnak ki, melyekre az jellemző, hogy a tápvonal bármely pontján mérhető antennaáram végig azonos lesz.

Mint ismeretes, a hullámellenállásának megfelelő ellenállással lezárt tápvonal általában nem vagy csak alig sugároz. Az aperiodikus antennánál azonban más a helyzet: a két vezető, az antennát képező huzal és a föld közötti távolság akkora, hogy a két ellentétes irányú mágneses erőtér nem semlegesíti egymást. A rendszer így sugárzóképessé válik, ezért adó-, illetve vevőantennaként jól használható.

Az aperiodikus antenna bemeneti ellenállása széles tartományban frekvenciafüggetlen, és így valódi széles sávú antennának tekinthető. Ez az előnye többnyire kompenzálja azt a hátrányt, ami abból adódik, hogy a betáplált nagyfrekvenciás energia egy része a lezáróellenálláson nem hasznosítható hővé alakul, és így veszendőbe megy.

12.1. Lezárt huzalantennák

A lezárt huzalantennák sugárzási jelleggörbéje hasonlít a közel azonos méretű hangolt huzalantennákéhoz; a különbség csupán annyi, hogy a betáplálási pont oldalára eső sugárzási nyalábok hiányoznak (12.2. ábra): a hangolt antenna kétol-



12.2. ábra. A vízszintes síkbeli irányjelleggörbék összehasonlítása:
(a) 2λ-ás hangolt huzalantenna; (b) azonos méretű lezárt huzalantenna (idealizált irányjelleggörbék)

dali, míg az aperiodikus antenna egyoldali sugárzó. Első közelítésben az aperiodikus antenna úgy tekinthető, mintha a hiányzó nyalábokhoz tartozó energiát a terhelőellenállásban „fűtöttük" volna el.

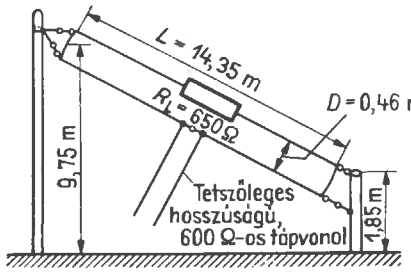
Minthogy a lezárt huzalantenna esetében a második „vezető" a föld, jó működésének előfeltétele az elektromos szempontból kifogástalan föld. Mivel ez általánosságban ritkán biztosítható, célszerűen úgy járunk el, hogy az antenna alatt egy azzal közel megegyező méretű ellensúlyt: huzaldarabot telepítünk és ezt használjuk föld helyett.

Az aperiodikus huzalantennák nyeresége a huzalhossz—üzemi hullámhossz viszonnyal növekszik. Az antenna hullámellenállása az alkalmazott huzalátmérő és a föld feletti magasság függvénye: általában 500...600 Ω között van; hasonló értékű a terhelőellenállás is. Adóantennáknál az ellenállás terhelhetősége a rendelkezésre álló adóteljesítmény fele lehet, és az ellenállás nem tartalmazhat meddő (kapacitív vagy induktív) komponenst.

A lezárt huzalantennákat az amatőr-gyakorlatban ritkán használják, mert a szükséges hely és a lezáróellenállás birtokában jobb hatásfokú aperiodikus antennák is készíthetők kis többletmunkával.

12.2. A T 2 FD-antenna

A T 2 FD elnevezésű lezárt, lejtős hurok-dipólust nemcsak amatőr-berkekben használják, hanem a kommerciális rádiótechnikában is. Az irodalomban sokszor említik TFD-antennaként (angolból: Terminated Folded Dipole = lezárt hurokdipólus vagy népszerűsítője után W 3 HH-antennaként is.



12.3. ábra. W 3 HH szerinti T 2 FD-antenna

A 12.3. ábrán bemutatott T 2 FD-antenna mérete a legkisebb üzemi frekvenciának mintegy harmada; mivel közel 30°-os lejtéssel van kifeszítve, a tényleges helyigény még ennél is kisebb. Emellett csupán egy hozzávetőleg 10 m magas tartóoszlopra és egy 1,85 m magas oszlopcsonkra van szükség.

Az aperiodikus sugárzó legfontosabb előnye rendkívül nagy hasznosítható sávszélessége, amely mintegy 1 : 5 frekvenciatartományt fog át. Ha pl. a 7 MHz-es sávra méretezzük, hossza 14,35 m lesz, és az antennát a 40, 20, 15 és 10 m-es amatőr-sávokban egyaránt használhatjuk. Ilyenkor — az eddig tárgyalt többsávos antennákkal ellentétben — nem felharmonikus rezonanciáról van szó, hanem ez az antenna tényleges sávszélessége. Ez azt jelenti, hogy a T 2 FD minden közbenső frekvencián hasonló jó hatásfokkal működik, mely előnyt különösen a gyakori frekvenciaváltással dolgozó kommerciális adók szívesen hasznosítják.

A megadott lejtésszöggel telepített antenna minden irányban sugároz: nem tekinthető ugyan valódi körsugárzónak, mert a sugárzási jelleggörbében néhány főnyaláb mellett számos kisebb nyaláb is található, azonban egyetlen igazi zérushely sem. Így tehát a T 2 FD-antenna minden irányban közel azonos hatásfokkal használható, akár adó-, akár vevőantennaként.

A T 2 FD-antenna abszolút nyereségével kapcsolatos irodalmi adatok meglehetősen hiányosak, illetve részben ellentmondók. A részben kommerciális eredetű mérési eredmények alapján a félhullámú dipólushoz hasonló nyereség érhető el vele, míg egyes amatőr-szerzők szerint néha 2 S-fokozattal nagyobb térerőt biztosít, mint egy hangolt vonatkozási antenna.

A 12.3. ábrán a T 2 FD-antenna W 3 HH által közölt méreteit tüntettük fel. Az antenna a 40 m-es sávra van méretezve, valódi sávszélessége azonban 7 MHz-től 35 MHz-ig terjed. 1 : 5 frekvencia-átfogás azonban csekély hatásfok-csökkenéssel még a 80 m-es sávban is jól használható.

Méretezéskor az $L = \lambda/3$ alapösszefüggésből indulhatunk ki, vagyis

$$L = \frac{100\,000}{f}, \qquad (12.1)$$

ahol L m-ben és f a legkisebb üzemi frekvencia kHz-ben.

A D térköz optimálisan $\lambda/100$ vagy

$$D = \frac{300\,000}{f}, \qquad (12.2)$$

ahol a D térköz cm-ben, az f üzemi frekvencia kHz-ben helyettesítendő be. Az antenna lejtésszöge 20 és 40° között lehet, az optimális érték 30° körüli.

A tápvonal hullámellenállása 300 és 600 Ω között választható; kis vesztesége miatt a légszigeteléses kéthuzalos tápvonal, az ún. „macskalétra" ajánlható, azonban egyszerű tv-szalagkábel is használható.

Az antenna legkritikusabb és legnehezebben beszerezhető alkatrésze a lezáróellenállás. Csak indukció- és kapacitásszegény kivitel jöhet számításba, vagyis olyan ellenállás, amelynek az antenna üzemi frekvenciáján számottevő meddőtagja nincsen; így tehát huzalellenállás számításba sem jöhet. Adóantennák esetében az ellenállás a rendelkezésre álló nagyfrekvenciás teljesítmény legalább 35%-ával legyen terhelhető. Vételi célokra szolgáló antennák esetében a terhelhetőség nem követelmény és bármilyen jó minőségű, lehetőleg köszörület nélküli rétegellenállás alkalmazható.

A terhelőellenállás értékének meg kell egyeznie a tetszőleges hosszúságú tápvonal hullámellenállásával. Gyakorlati tapasztalatok alapján azonban célszerű a terhelőellenállást valamivel nagyobbra méretezni:

A tápvonal hullámellenállása	600	450	300	Ω
Optimális terhelőellenállás	650	500	390	Ω

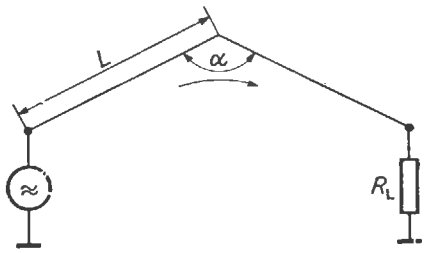
300 Ω-nál kisebb hullámellenállású tápvonalak alkalmazása nem javasolható, mert ilyenkor a lezáróellenállás optimális méretezése rendkívül kritikussá válik.

Az illesztett tápvonal csatolótekercccsel közvetlenül csatlakoztatható az anódköri rezgőkörhöz. 600 Ω-os tápvonal esetében a 40 és 80 m-es sávban 6-, míg a 20 m-es sávban 3-menetes csatolótekercs bizonyult megfelelőnek. Minthogy azonban a T 2 FD-antenna rendkívül nagy szélessége következtében valamennyi fel- és mellékharmonikust azonos hatásfokkal sugároz le, célszerű valamelyik szelektív kicsatolókört alkalmazni. Különösen javasolható a 8.8. ábrán bemutatott szimmetrikus illesztőtag használata.

A mechanikai stabilitás növelése és a huzaltérköz egyenletessége céljából a hurok-dipólus két vezetője közé térköztartók szerelhetők; mivel a sugárzó egyetlen pontján sincs feszültségmaximum, az alkalmazott szigetelőanyag minőségével kapcsolatos követelmények nem szigorúak: paraffinban kifőzött keményfa-lécek, bambuszrúd és különféle műanyag lemezből vágott csíkok alkalmazhatók.

12.3. A lezárt V-antenna

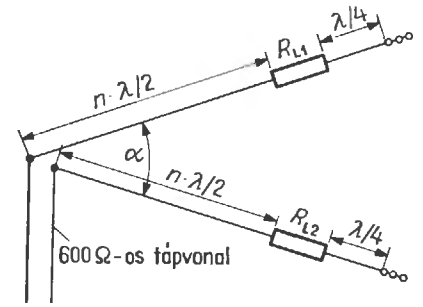
A lezárt V-antennákat többnyire függőleges elrendezésű, tompaszögű V-sugárzóként szokták alkalmazni, amelynek nyitott rezonáns változatát a 11.4.3. pontban tárgyaltuk. Az R_t lezáróellenállás beiktatásával a 12.4. ábra szerinti elrendezéshez jutunk.



12.4. ábra. Lezárt tompaszögű V-antenna

A függőlegesen telepített antenna legfontosabb előnye, hogy csak egy tartóoszlopot tesz szükségessé, továbbá hogy a lezáróellenállás közvetlenül földelhető. Az antenna ebben a kivitelében függőlegesen polarizál, és a sugárzási jelleggörbe főnyalábja az R_t lezáróellenállás oldalára mutat. A nyitott kivitelhez hasonlóan az α nyílásszög az L szárhossz függvénye, és méretezése a már ismertetett elvek szerint lehetséges. A lezáróellenállás optimális értéke 600 Ω körüli, ami megegyezik az antenna ellenállásával. Minthogy ez utóbbi a frekvenciával alig változik, a 600 Ω-os talpponti ellenállás rendkívül széles frekvenciatartományában valós értéket képvisel.

A 11.4. alfejezetben ismertetett egyszerű V-antenna is elkészíthető aperiodikus kivitelben, amikor is az irányító hatás egyoldalúvá lesz, és a sávszélesség megnő. Használata az amatőr-gyakorlatban csak kivételes esetekben indokolt, mivel há-



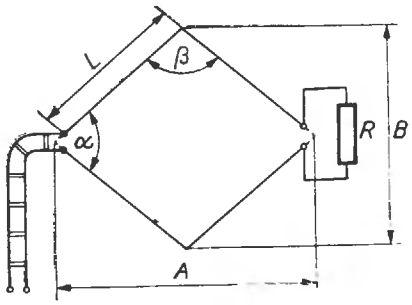
12.5. ábra. Lezárt V-antenna

rom tartóoszlopot és két lezáróellenállást tesz szükségessé. További nehézségeket okozhat a lezáróellenállások kifogástalan földelése, minthogy általában a tartóoszlop tetején foglalnak helyet.

Ilyenkor mesterséges föld alkalmazásával segíthetünk magunkon: a 12.1. ábrán látható módon a lezáróellenállások földelendő végeire $\lambda/4$ hosszúságú huzaldarabokat kötünk. Az antenna ebben a megoldásban valamivel frekvenciafüggőbbé válik, ezért többsávos üzemben minden sávnak külön $\lambda/4$-es huzaldarabot kell alkalmazni. Ehelyett azonban célszerűbb az antenna szárait lejtősen kiképezni, hogy a lezáróellenállások közvetlenül legyenek földelhetők. A lezáróellenállások értéke 500—500 Ω, míg az illesztett szimmetrikus tápvonal hullámellenállása 600 Ω.

12.4. Lezárt rombusz-antennák

A rombusz-antennákat többnyire egyoldalú sugárzók formájában készítik el; ilyenkor az antenna nyitott végét R terhelőellenállással zárják le (12.6. ábra). Az ellenállás értéke 750...880 Ω körüli, míg terhelhetősége a rendelkezésre álló nagyfrekvenciás teljesítmény mintegy felét tegye ki.



12.6. ábra. Egyoldalra sugárzó rombusz-antenna

A lezárt rombusz-antenna sávszélessége rendkívül nagy. Ebből következik, hogy az L sugárzóhossz méretezése nem kritikus. A frekvenciaátfogás mintegy 1:2. Az üzemi frekvencia ilyen mérvű megváltozása azonban a sugárzási jelleggörbe bizonyos fokú deformációját idézi elő, minthogy a β nyílásszög csak egy bizonyos üzemi frekvenciára méretezhető optimálisan. Ezért széles sávú üzemben az elérhető nyereség némileg frekvenciafüggővé válik.

Az antennanyereség az L szárhosszal növekszik. A vízszintes és függőleges síkbeli irányjelleggörbe alakját elsősorban α és β nyílásszögek határozzák meg. Az antennát legalább $\lambda/2$ magasságban kell telepíteni. Ha az antennát ennél alacsonyabban telepítik, a rövidhullámú gyakorlatban jól ismert jelenség érezteti kedvezőtlen hatását: a függőleges síkbeli jelleggörbe főnyalábja meredekebbé válik. Ha az L szárhossz meghaladja a 6λ-t, az irányító hatás túl élessé, az optimális nyílásszög beállítása túl kritikussá válik.

12.4.1. Rombusz-antennák táplálása

Mivel a lezárt rombusz-antennák bemeneti impedanciája 700 és 800 Ω közé esik, táplálása tetszőleges hosszúságú, de azonos hullámellenállású haladó hullámú tápvonal segítségével könnyen oldható meg. A szokásos kivitelű, mintegy 600 Ω-os hullámellenállású „macskalétra" még alig okoz illesztetlenséget és még többsávos üzemben is jól működő megoldást jelent. A korábbiakban tárgyalt illesztőtagok segítségével ettől eltérő hullámellenállású tápvonalak is alkalmazhatók. Megjegyzendő azonban, hogy az ilyen illesztőtagok frekvenciafüggő tulajdonságai következtében a sávszélesség észrevehető mértékben csökken, és az antenna csak egy sávban dolgozik kielégítően.

A 600 Ω-os illesztett tápvonal a hangolt tápvonalakkal szemben feltétlenül kedvezőbb megoldást jelent, minthogy a veszteség kisebb és az adóvégfokozathoz való csatlakoztatás is egyszerűbb eszközökkel oldható meg. A felharmonikusok és egyéb zavaró melléksugárzások kiküszöbölése céljából a fent már említett, 8.8. ábra szerinti vagy ehhez hasonló szelektív illesztőtag alkalmazása javasolható.

12.4.2. A lezáróellenállás

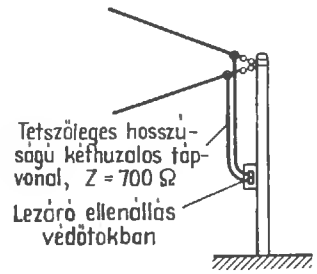
Az R lezáróellenállásnak ez esetben is induktivitás- és kapacitásszegénynek kell lennie. Kisteljesítményű adóknál nagyobb terhelhetőségű rétegellenállások alkalmazhatók; a szórt kapacitás csökkentésére célszerű a lezáróellenállást több, sorbakötött tagból készíteni. Lehetőleg köszörületmentes ellenállások alkalmazandók. Igaz, hogy a huzalellenállásoknak általában nagyobb terhelhetőségük van, azonban induktivitásuk miatt számításba sem jöhetnek.

Nagyobb adóteljesítményeknél a rétegellenállások mérete és ára nagy lesz. Ilyenkor célszerű különleges nagy terhelhetőségű ellenállásokat alkal-

mazni, amelyek különleges előállítási módszerek következtében induktivitás- és kapacitásszegények (műantennák terhelőellenállása).

A lezáróellenállás 800 Ω körüli értékű. Az ellenállást célszerű műanyag tokban, vízmentesen leragasztva szerelni és közvetlenül a sugárzó két végéhez forrasztani.

Mivel a huzalantennákban zivatarok idején tetemes áramok indukálódnak, a lezáróellenállások védelmére az alábbi megoldás javasolható. A lezáró ellenállást a tartóoszlopon olyan magasságban helyezzük el, hogy könnyen hozzáférhető legyen és tetszőleges hosszúságú 7...800 Ω hullámellenállású kéthuzalos tápvonal segítségével csatlakoztatjuk a sugárzó végekhez (lásd a 12.7. ábrát).

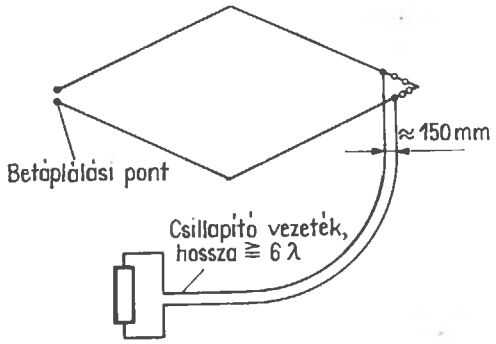


12.7. ábra. Tetszőleges hosszúságú haladóhullámú tápvonalon át lezárt rombusz-antenna

A lezáróellenállást tartalmazó műanyag tok dugaszolható kivitelben készülhet és zivatar előtt egyszerűen eltávolítható.

Nagyobb terhelhetőségű lezáróellenállásokban az induktív áram csak a legritkább esetben tesz kárt, azonban zivatar idején célszerű az egész antennarendszert gondosan leföldelni.

Nagy terhelhetőségű lezáróellenállások helyett a kommerciális technikában sokszor alkalmaznak



12.8. ábra. Csillapító tápvonallal lezárt rombusz-antenna

ún. „elnyelő" tápvonalakat. Ezek olyan nyitott kéthuzalos tápvonalak, amelyeknél a két vezető ellenálláshuzalból készült. Erre a célra rendszerint 0,4...0,5 mm átmérőjű krómnikkel ellenálláshuzalt szokás használni; a huzaltérköz mintegy 15 cm, és a hossz legalább hatszorosa az üzemi frekvenciának megfelelő hullámhossznak. A lezáróellenállás ennek a csillapító tápvonalnak a végéhez csatlakozik; terhelhetősége azonban csupán mintegy 10%-a legyen a rendelkezésre álló adóteljesítménynek (12.8. ábra).

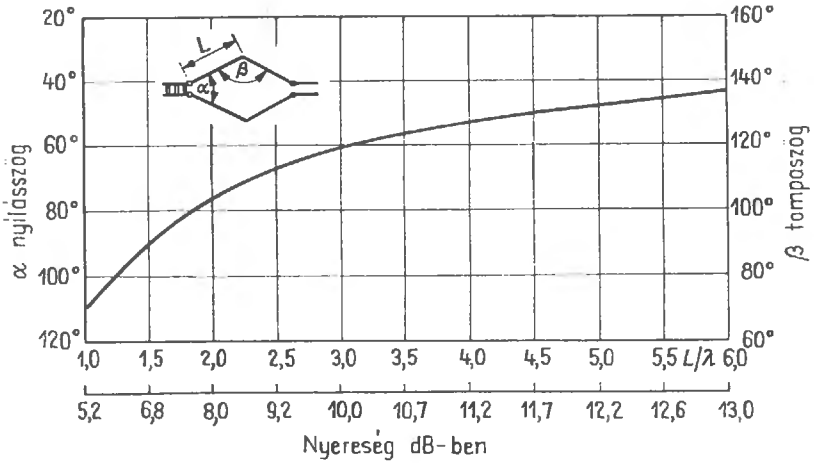
12.4.3. Rombusz-antennák méretezése és kivitelezése

A melléknyaláb-mentes sugárzási jelleggörbe és optimális antennanyereség érdekében az α nyílásszög és L szárhossz összehangolt méretezése fontos tényezője a rombusz-antenna tervezésének. Az optimális értékpárok a 12.9. ábrán közölt görbéről olvashatók le.

A vízszintes rendezőre felvitt L szárhossz alatt az elméletileg elérhető maximális nyereséget is feltüntettük egy külön skálán; a fő sugárzási oldalirányban elérhető antennanyereség és az L szárhossz között ugyanis közvetlen összefüggés van, ha az α nyílásszöget optimálisan méretezzük. A dB-ben megadott nyereségnél a lezáróellenállásban „elfűtött" 3 db sugárzási veszteséget már figyelembe vettük.

Rombusz-antenna H síkbeli függőleges sugárzási szöge döntően a telepítési magasságtól függ. Ha a rövidebb sávokban minél „laposabb" főnyalábot akarunk elérni, az antennát legalább $\lambda/2$ magasságban szereljük fel. A szárakat úgy kell kifeszíteni, hogy egyik oldalra se lejtsenek.

Rombusz-antennák tervezésekor célszerű, ha a várható hossz és szélességi méretekről tájékoztató adataink vannak. A 12.1. táblázatban a rombusz-antennák méretezéséhez szükséges fontosabb adatokat foglaltuk össze. A megadott méretek általában a sávközépre vonatkoznak, azonban a rendkívül nagy sávszélesség miatt nem érdemes túlzott pontossággal méretezni. A tartóoszlopok közötti A és B távolságokat (lásd a 12.6. ábrát) már eleve felkerekítettük, azonban célszerű ennél valamivel nagyobb távolságokat venni, hogy a hátrafelé-csillapítás finombeállításához esetleg szükségessé váló α és β nyílásszög-változtatások lehetőségét nyitva hagyjuk. Különösen vonatkozik ez nagy szárhosszúságú antennákra, mert ezeknél az irányítóhatás rendkívül éles lesz.



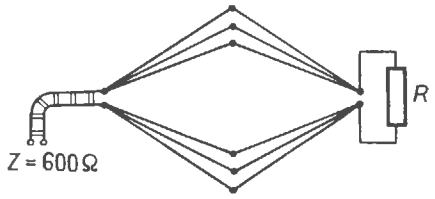
12.9. ábra. Lezárt rombusz-antenna optimális α és β nyílásszögének változása az L szárhossz függvényében

12.4.4. Többsávos üzem

Mint a 12.1. táblázat adataiból kitűnik, rombusz-antennák jól használhatók többsávos üzemben is. Így pl. egy 42 m oldalhosszúságú rombusz a 40 m-es sávban 1λ-s, a 20 m-es sávban 2λ-s, a 15 m-esben 3λ-s és a 10 m-esben 4λ-s. A nyílásszöget célszerű a 15 vagy a 20 m-es sávra méretezni; ekkor a 10 m-es sávban valamivel nagyobb, a 40 m-es sávban pedig valamivel kisebb lesz az optimumnál. Ezért a 10 m-es üzemmódnál ($\alpha > \alpha_{opt}$) a főnyaláb valamivel keskenyebb lesz, néhány kisebb melléknyaláb és gyengébb hátrafelé-csillapítás lesz tapasztalható, ez azonban a főnyaláb irányában elérhető nyereséget nem befolyásolja. A 40 m-es üzemmódnál ($\alpha < \alpha_{opt}$) a főnyaláb felhasadozik, kiszélesedik és a hátrafelé-csillapítás ugyancsak némileg csökken. Ez az antenna még a 40 m-es sávban is jó nyereséggel dolgozik. 21 és 63 m oldalszélességek igen jó többsávú rombuszt adnak.

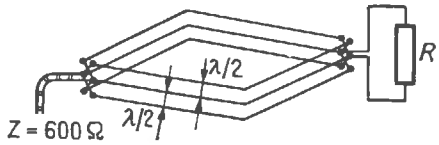
12.4.5. Különleges kivitelű rombusz-antennák

Rombusz-antennák eleve adott sávszélessége még növelhető, ha szárait megvastagítjuk; a 12.10. ábrán egy széles sávú, ún. „vastag" rombusz-antennát mutatunk be. Három vagy esetleg még több párhuzamos huzal segítségével a sávszélesség tovább növelhető és a betáplálási pont ellenállása 600 Ω-ra csökken.



12.10. ábra. Széles sávú rombusz-antenna

Azonos méretű rombuszok egymás fölé szerelésével (emeletes rombusz; lásd a 12.11. ábrát) a főnyaláb a H síkban is keskenyedik, és további antennanyereség érhető el. Az ilyen elrendezések használata azonban az ultrarövid hullámú és afeletti sávokra korlátozódik, amikor is az antennanyereség 17 dB-t is elérhet.



12.11. ábra. Emeletes rombusz-antenna

12.1. táblázat. Amatőrsávokra méretezett rombusz-antennák méretadatai

L szárhossz	*L* oldalhossz	α nyílásszög	β nyílásszög	*A* hosszméret	*B* szélesség	Antennanyereség
λ	m	szög°	szög°	m	m	dB
40 m-es amatőrsáv						
1,0	41,50	111	69	47,00	68,50	5,2
1,5	63,00	91	89	88,50	90,00	6,8
2,0	84,00	76	104	132,40	103,50	8,0
2,5	105,00	68	112	174,50	117,50	9,2
3,0	127,00	63	117	217,00	133,00	10,0
3,5	148,00	58	122	259,00	144,00	10,7
4,0	169,00	54	126	302,00	154,00	11,2
20 m-es amatőrsáv						
1,0	20,80	111	69	24,00	34,50	5,2
1,5	31,50	91	89	44,50	45,00	6,8
2,0	42,00	76	104	66,50	52,00	8,0
2,5	52,50	68	112	87,50	59,00	9,2
3,0	63,00	63	117	108,00	66,00	10,0
3,5	74,00	58	122	130,00	72,00	10,7
4,0	84,50	54	126	151,00	77,00	11,2
4,5	95,00	51	129	172,00	82,00	11,7
5,0	106,00	48	132	194,00	86,50	12,2
5,5	116,00	46	134	214,00	91,00	12,6
6,0	127,00	44	136	236,00	95,50	13,0
15 m-es amatőrsáv						
1,0	13,80	111	69	15,70	22,80	5,2
1,5	21,00	91	89	29,50	30,00	6,8
2,0	28,00	76	104	44,50	34,50	8,0
2,5	35,00	68	112	50,00	39,50	9,2
3,0	42,00	63	117	72,00	44,00	10,0
3,5	49,50	58	122	87,00	48,00	10,7
4,0	56,50	54	126	101,00	51,50	11,2
4,5	63,50	51	129	115,00	55,00	11,7
5,0	70,50	48	132	129,00	57,50	12,2
5,5	78,00	46	134	144,00	61,00	12,6
6,0	85,00	44	136	158,00	64,00	13,0
10 m-es amatőrsáv						
1,0	10,20	111	69	11,60	17,00	5,2
1,5	15,60	91	89	22,00	22,30	6,8
2,0	21,00	76	104	33,10	26,00	8,0
2,5	26,20	68	112	43,50	29,50	9,2
3,0	31,50	63	117	54,00	33,00	10,0
3.5	37,00	58	122	65,00	36,00	10,7
4,0	42,00	54	126	75,00	38,50	11,2
4,5	47,50	51	129	86,00	41,00	11,7
5,0	52,50	48	132	96,00	43,00	12,2
5,5	58,00	46	134	107,00	45,50	12,6
6,0	63,00	44	136	117,00	47,50	13,0

13.

Azonos fázisban gerjesztett dipóluskombinációk (oldalsugárzó antennák)

Úgyszólván valamennyi antenna közös alapeleme a félhullámú dipólus, amelynek irányjelleggörbéjét a 3. fejezetben részletesen tárgyaltuk. Több dipólus célszerű kombinációjával az irányjelleggörbe úgyszólván tetszés szerint variálható, és ezzel az antenna-nyereség a fő sugárzási irányban is növelhető.

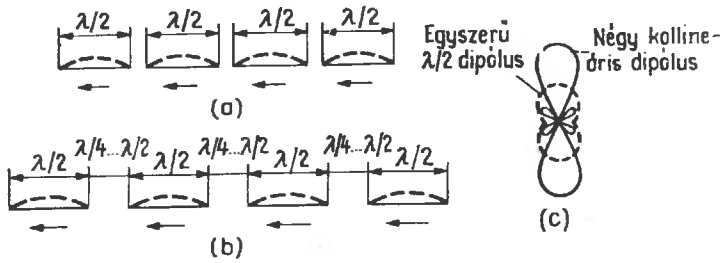
13.1. A dipólus-sor (kollineáris dipólusok)

Ha több félhullámú sugárzót sorban egymás mellé helyezünk, és valamennyi elemet azonos fázisban gerjesztjük, akkor a fő sugárzás *iránya* — a félhullámú dipólusra vonatkoztatva — nem változik. A sugárnyaláb *szélessége* (nyílásszög) azonban a fő sugárzás irányában tapasztalható megnövekedett kisugárzás következtében lényegesen csökkenni fog. Ezzel együtt jár a félhullámú dipólusra vonatkoztatott megnövekedett nyereség is.

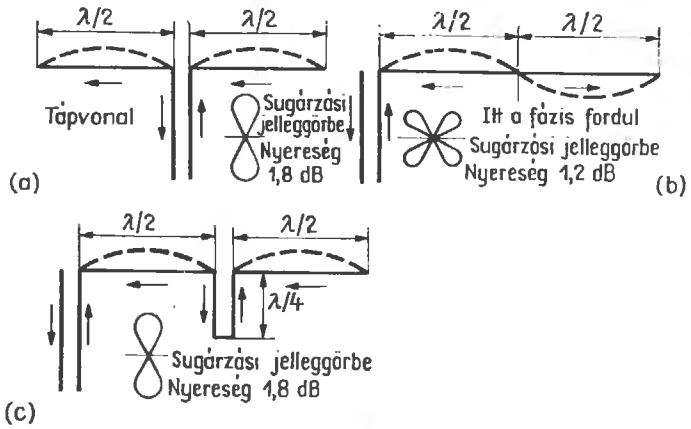
A 13.1. ábrán négy kollineáris dipólusból álló dipólus-sort tüntettünk fel, amelynél az azonos fázisú gerjesztéskor fellépő árameloszlást is feltüntettük. Valamennyi áram fázisa, iránya és nagysága azonos lesz. A kollineáris sugárzó-rendszereknél a félhullámú dipólusra vonatkoztatva az alábbi antennanyereségek érhetők el:

2 félhullámú kollineáris sugárzó 1,8 dB;
3 félhullámú kollineáris sugárzó 3,2 dB;
4 félhullámú kollineáris sugárzó 4,5 dB;
5 félhullámú kollineáris sugárzó 5,4 dB;
6 félhullámú kollineáris sugárzó 6,2 dB;
7 félhullámú kollineáris sugárzó 6,9 dB;
8 félhullámú kollineáris sugárzó 7,5 dB.

További nyereség érhető el akkor, ha az egyes félhullámú elemek térközét $\lambda/4 \ldots \lambda/2$ távokra növeljük [lásd a 13.1.(b) ábrát]. Ilyenkor azonban az elemek azonos fázisú gerjesztése nehezen oldható meg, ezért ezt a lehetőséget ritkán alkalmazzuk. A legegyszerűbb dipólus-sor a középen táplált teljeshullámú dipólus. Ennél a két kollineáris félhullámú sugárzót azonos fázisban gerjesztjük, mint a



13.1. ábra. A dipólus-sor:
(a) kis térközű, azonos fázisban gerjesztett kollineáris dipólusok; (b) λ/4 térközű, azonos fázisban gerjesztett kollineáris dipólusok; (c) egyszerű félhullámú dipólus (szaggatott vonal) és négy kollineáris dipólusból álló dipólus-sor *E* síkbeli irányjelleggörbéinek összevetése



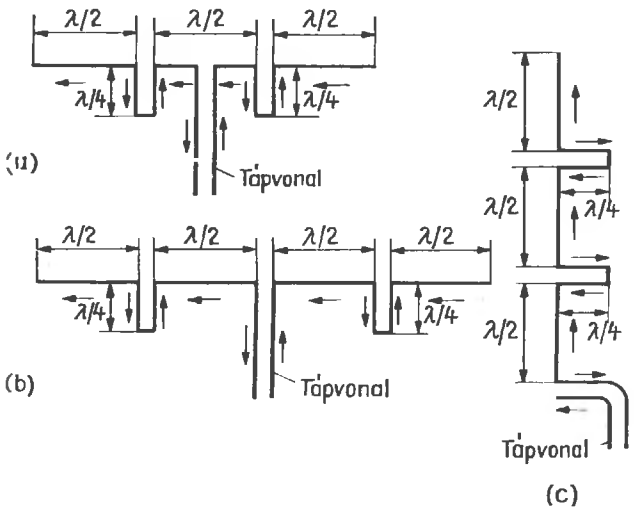
13.2. ábra. Az azonos fázisú és ellenfázisú gerjesztés hatása:
(a) két azonos fázisban gerjesztett kollineáris félhullámú dipólus; (b) két félhullámú sugárzó, a végén és ellenfázisban gerjesztve (végtáplálású teljeshullámú sugárzó); (c) negyedhullámú fázisforgató tag segítségével azonos fázisban gerjesztett végtáplálású teljeshullámú sugárzó

13.2.(a) ábrán látható árameloszlásból is kitűnik. A sugárzóval elérhető nyereség 1,8 dB. Mások a viszonyok a 13.2.(b) ábrán bemutatott teljeshullámú sugárzónál (Zeppelin-antenna), ahol a táplálás módja következtében (végén táplálva) a két félhullámú sugárzón ellenfázisú árameloszlás alakul ki. A vízszintes *E* síkbeli sugárzási irányjelleggörbében négy fő sugárzási oldal tapasztalható, és az azonos sugárzóhossz ellenére a nyereség csupán 1,2 dB. Ha egy ilyen végén táplált teljeshullámú sugárzót azonos fázisban akarunk gerjeszteni, akkor a két félhullámú szakasz közé a 13.2.(c) ábra szerint egy fázisforgató tagot kell iktatni. Ilyen fázisforgató tag alakítható ki egy rövidrezárt negyedhullámú vonalszakaszból (fázisforgatás: 180°). Ilyenformán több félhullámú sugárzó is sorbahelyezhető el egymás mellé. Azonos fázisú gerjesztésük a fentiek szerint úgy oldható meg, hogy az egyes sugárzókat fázisforgató tagok segítségével kötjük össze.

Dipólus-sorok árammaximumában mérhető sugárzási ellenállása a dipólusok számával gyorsabban növekszik, mint az összemérhető hosszúságú, de ellenkező fázisban gerjesztett lineáris antennák esetében (huzalantennák). 2...6 tagú azonos fázisban gerjesztett félhullámú elemekből álló dipólus-sorok sugárzási ellenállása nagyságrendileg a dipólusok száma ×100. Így pl. egy 3 félhullámú sugárzóból álló dipólus-sor hozzávetőleges sugárzási ellenállása 300 Ω körül lesz.

A 13.3. ábrán dipólus-sorok néhány kiviteli formáját tüntettük fel. A berajzolt nyilak a mindenkori áramirányokat jelzik. A 13.3.(a) ábrabeli kivitelnél a táplálás árammaximumban megy végbe, ezért a betáplálási pont impedanciája meg fog egyezni a sugárzási ellenállással, amely hozzávetőleg 300 Ω (3 elem ×100), és a várható nyereség 3,2 dB. A 13.3.(b) ábra szerinti megoldásnál feszültségmaximumban táplálunk, ennek megfelelően a betáplálási pont impedanciája nagy lesz. Az alkalmazott huzal karcsúsági tényezőjétől függően a betáplálási pont impedanciája 1000 és 6000 Ω közé fog esni, az elméletileg várható nyereség mintegy 4,3 dB.

Kollineáris dipólusokat függőleges sorba is el lehet helyezni [lásd a 13.3.(c) ábrát]. A sugárzás polarizációs és nyalábolási síkja ilyenkor függőleges, és a vízszintes síkban szabályos körsugárzó jelleggörbét kapunk. A 13.3.(c) ábra alapján mechanikai okokból a betáplálás ilyenkor a dipólus-sor alsó végéről történik, noha a félhullámú szakaszok közepén elektromos szempontból lényegesen kedvezőbb lenne a szimmetrikus táplálás. A félhullámú sugárzók közé iktatott rövidrezárt negyedhullámú vonalszakasz 180° fázisfordítást okoz és mint párhuzamos rezgőkör hat (lásd az 5.29. ábrát). Hasonló hatás érhető el mindkét végén nyitott félhullámú párhuzamos vonalszakaszszal. A vonalszakaszok jó minőségű zárókörökkel (párhuzamos rezgőkörökkel) is helyettesíthetők, amely megoldást a rövidhullámú gyakorlatban szokás néha alkalmazni (W 3 DZZ-antennák). Dipólus-soroknál az azonos fázisú gerjesztés elérése céljából azonban általában leginkább a negyedhullámú vonalszakaszokat szokás alkalmazni, mivel ezeknél érhetők el legegyszerűbben nagy jósági tényezők.



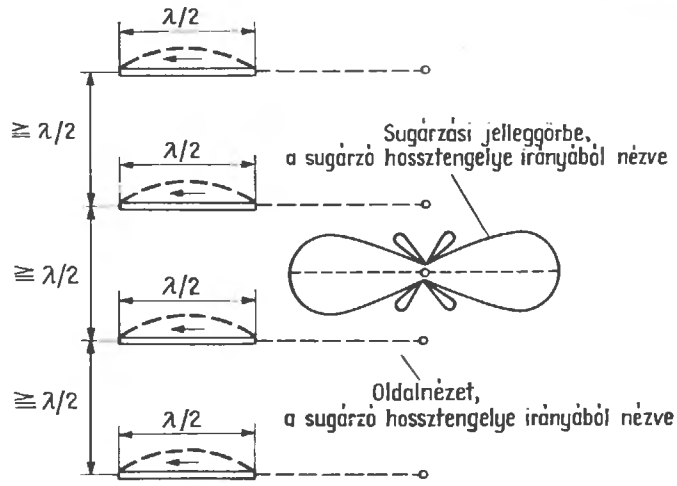
13.3. ábra. Dipólussor-változatok:
(a) központosan és azonos fázisban gerjesztett három kollineáris félhullámú sugárzó (3,2 dB nyereség); (b) központosan és azonos fázisban gerjesztett négy kollineáris félhullámú dipólus (4,3 dB nyereség); (c) függőlegesen polarizált, azonos fázisban gerjesztett, végtáplálású, három kollineáris félhullámú sugárzó (3,2 dB nyereség)

13.2. A dipólusfal (emeletes dipólusok)

Ha vízszintes és azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólusokat párhuzamosan egymás fölé helyezünk, *dipólusoszlophoz* jutunk ; az elrendezést a szemléletesség céljából sokszor *emeletes dipólusként* is említik. Félhullámú dipólusokból álló dipólusoszlopok vízszintes *E* síkbeli sugárzási irányjelleggörbéje meg fog felelni az egyes $\lambda/2$ hullámhosszúságú dipólusokénak, míg a nyalábolás a *H* síkban jelentősen megnő. Példaként a 13.4. ábrán négy azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólusból álló dipólusoszlopot mutatunk be, amelyeknél az emeletköz $\geqq \lambda/2$. A rajzon a függőleges, *H* síkbeli irányjelleggörbét is feltüntettük.

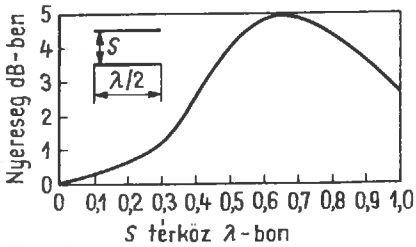
A *H* síkbeli nyalábolás eredményeként elérhető nyereség a párhuzamosan egymás fölé helyezett dipólusok számától és az emeletek közötti *S* térköztől függ. A 13.5. ábra diagramjából két azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólus segítségével elérhető nyereség olvasható le az *S* emelet-térköz függvényében. Minden további $0{,}5\lambda$ távolságban hozzáillesztett további félhullámú dipólus hatására a nyereség további 1 dB-lel növekszik. Ha az *S* térközt optimálisan méretezzük, a nyereség hozzávetőleg 1,5 dB lesz. Az elemeknek természetesen azonos síkban kell lenniök.

Mint a 13.5. ábrabeli diagramból látható, az optimális *S* emelet-távolság nem $0{,}5\lambda$, azonban általában ezt a térközt szokás előnybe helyezni, mivel számos tekintetben (mechanikai és elektromos szempontok) kedvezőbb megoldás. A kétemeletes



13.4. ábra. Négy azonos fázisban gerjesztett vízszintes félhullámú dipólusból álló dipólusoszlop

félhullámú sugárzókról a H síkbeli irányjelleggörbében melléknyalábok nem tapasztalhatók, ha az emelet-térköz $S=\lambda/2$, azonban ha a térközt növeljük és az optimális nyereséget eredményező $0{,}65\lambda$-ra méretezzük, a melléknyalábok megjelennek. A kapott nyereségnövekedés a fő sugárzási nyaláb leszűküléséből adódik, azonban az irányjelléggörbében kisebb-nagyobb nyalábok fognak fellépni.



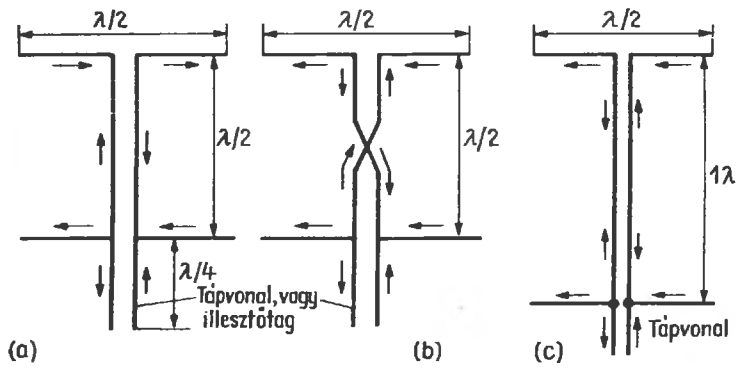
13.5. ábra. Két egymás fölé helyezett, azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólus maximális nyereségének változása az üzemi hullámhosszban mért S emeletköz függvényében

A dipólusoszlop azonos fázisú gerjesztésére különféle lehetőségek vannak. A legelterjedtebb megoldás a táplálás félhullámú, hangolt Lecher-vezetékkel. A végén nyitott $\lambda/2$ hosszúságú párhuzamos tápvonal az impedanciát 1 : 1 arányban transzformálja, azonban a ráadott nagyfrekvenciás feszültség fázisát 180°-kal forgatja. Ha két, párhuzamos félhullámú dipólust a 13.6. (a) ábra szerint egyszerűen két félhullámú Lecher-vezeték segítségével kötünk össze, akkor mindkét dipólus ellenfázisban lesz gerjesztve, mint ahogy az az ábrán feltüntetett *3* irányjelző nyilak állásából kiderül. A kívánt azonos fázisú gerjesztés csak úgy érhető el, ha a félhullámú összekötő tápvonalszakaszokat a 13.6.(b) ábra szerint keresztbe kötjük. Ha a dipólusokat olyan tápvonalszakasszal kötjük össze, amelynek elektromos hossza 1λ, akkor ezeket nem szabad megkeresztezni, mivel a teljeshullámú tápvonalszakasz impedancia-transzformációja ugyancsak 1 : 1, azonkívül fázisforgatást nem okoz [lásd a 13.6.(c) ábrát].

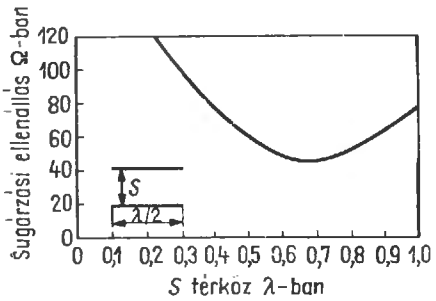
A 13.6. ábrán bemutatott táplálás az alsó dipólusnál mechanikailag igen egyszerű és kényelmes, azonban elektromos szempontból nem a legkedvezőbb megoldás. Az alsó dipólus ugyanis, amelyhez a tápvonalat csatlakoztatjuk, az energiát úgyszólván „első kézből" kapja, míg a felette levő emeletekhez csak különböző hosszúságú tápvonalszakaszokon jut el. A futási időkülönbségek következtében fellépő fázisban eltolt áram- és feszültségeloszlások miatt a H síkbeli fősugárzási nyaláb kissé meredekebbé válik: Az antenna felfelé „bandzsít", amellett sávszélessége is némileg csökken. Ezért a dipólusoszlopokat célszerű a geometriai középpontjukban táplálni.

Az azonos fázisban gerjesztett, párhuzamosan egymás fölé helyezett dipólusoknál a kapott eredő sugárzási ellenállás az emeletköz függvénye lesz. Mint a 13.7. ábrából látható, a két párhuzamos dipólus sugárzási ellenállása külön-külön 60 Ω, ha a térköz $S=0{,}5\lambda$; ha $S=0{,}75\lambda$, akkor 45 Ω-ra csökken, és ha S emeletköz 1λ-ra nő, a sugárzási ellenállás kereken 80 Ω lesz.

A rövidhullámú gyakorlatban dipólusoszlopok mechanikai okokból legfeljebb két párhuzamos dipólusból állnak. Az ultrarövid hullámú tartományban azonban több párhuzamos dipólus is helyezhető egymás fölé. Az ilyenkor fellépő betáplálási problémákat a 23.1. alfejezetben részletesebben tárgyaljuk.



13.6. ábra. Két párhuzamos dipólus táplálása:
(a) két párhuzamos dipólus táplálása ellentétes fázisban (emeletköz: $\lambda/2$); (b) két párhuzamos dipólus táplálása azonos fázisban, keresztbe kötött tápvonalszakasz segítségével (emeletköz: $\lambda/2$); (c) két párhuzamos dipólus táplálása azonos fázisban párhuzamos, nem keresztbe kötött teljeshullámú tápvonalszakasz segítségével (emeletköz: 1λ)



13.7. ábra. Két párhuzamos, azonos fázisban gerjesztett dipólus egyes elemeinek árammaximumaiban mért sugárzási ellenállásainak változása az *S* emeletköz függvényében

13.3. Dipóluscsoportok (dipólusfüggönyök)

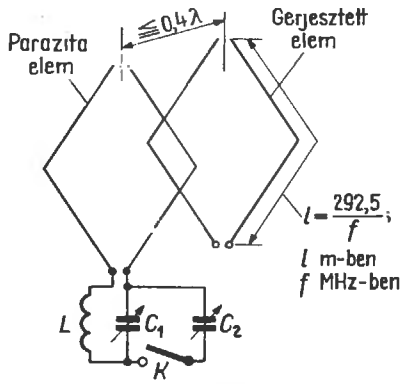
A gyakorlatban a dipólus-sorok és dipólusoszlopok előnyeit *dipóluscsoportok* (dipólusfüggöny) vagy csoportantennák néven ismert elrendezésben szokás kombinálni, amelyek a dipólus-sor *E* síkbeli nyalábolását és a dipólusoszlop *H* síkbeli éles irányító hatását egyesítik. Minthogy a dipólussorok és dipólusoszlopok két oldalirányban sugárzó rendszerek, ezért gyakran alkalmaznak félhullámú sugárzó szakaszokból álló gerjesztett vagy parazita reflektorokat. Ezek a sugárzási jelleggörbét az egyik oldalon elnyomják, és így a megmaradt sugárzási irányban mintegy 3 dB-es nyereség érhető el. Ha a dipólusokat reflektorfal elé helyezzük, a nyereség mintegy 7 dB-re növelhető. Nagy kiterjedésű dipóluskombinációk mechanikus okokból elsősorban csak az ultrarövid hullámú tartományban kivitelezhetők, ezért ezeket az ultrarövid hullámú antennák fejezetében tárgyaljuk részletesebben.

13.4. Irányító hatású huzalantennák gyakorlati kivitele

Azonos fázisban gerjesztett dipólusokat a rövidhullámú tartományban szívesen alkalmazzák, mint *irányító hatású huzalantennákat*. Ilyenek a dipólus-sorok, a dipólusoszlopok vagy ezek kombinációi. Néhány ilyen antenna többsávos üzemben is használható, azonban általában tipikus egysávos antennák, mert a többsávos üzemmód mindig kompromisszumos megoldást jelent. Az irányító hatású huzalantennákat elsősorban a nagyobb frekvenciájú rövidhullámú sávokban, az ún. DX-sávokban alkalmazzák viszonylag nagy méreteik miatt.

13.4.1. A kettős dipólus

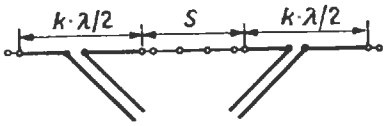
A legegyszerűbb dipólus-sor két kollineáris, azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólusból áll (lásd a 13.8. ábrát). Mint az ábrán látható,



13.8. ábra. Változtatható irányjelleggörbéjű kettős dipólus:
(a) az irányjelleggörbe átkapcsolása *A* és *B* csatlakozási pontok felcserélésével; (b) a kettős dipólus irányjelleggörbéje táplálászkor azonos fázisban (nyereség 1,8 dB); (c) a kettős dipólus irányjelleggörbéje táplálászkor ellentétes fázisban (nyereség 1,2 dB)

mindkét dipólusnak saját tápvonala van. A megoldás előnye, hogy a tápvonal átkapcsolásával az antenna irányjelleggörbéje változtatható.

Az ábrán vázolt azonos fázisú gerjesztés esetében a fő sugárzás iránya a dipólus tengelyére merőleges [lásd a 13.8.(b) ábrát], és az elérhető nyereség 1,8 dB. Ha a kicsatoló tekercsen az egyik tápvonal bekötését megfordítjuk, akkor a dipólusok ellentétes fázisban lesznek gerjesztve, a teljeshullámú dipólusra jellemző sugárzási irányjelleggörbe alakul ki [lásd a 13.8.(c) ábrát], és a nyereség 1,2 dB-re csökken. Ha lehetőség nyílik a két dipólus közötti *S* térközt a 13.9. ábra szerint növelni, akkor azo-



13.9. ábra. Az *S* térköz megnövelésével kapott nagyobb nyereségű kettős dipólus

nos fázisú gerjesztés esetében az antennanyereség növekedni fog. Így $S = 0{,}2\lambda$-nál az elérhető nyereség 2,5 dB-re, $S = 0{,}3\lambda$-nál 3 dB-re nő és maximális értékét 0,4 és 0,6λ között éri el mintegy 3,2 dB-lel.

13.4.2. A Franklin-antenna

Ha kettőnél több, azonos fázisban gerjesztett dipólust kapcsolunk sorba, *Franklin-antenna* néven ismert elrendezéshez jutunk. A legkisebb méretű Franklin-antenna három darab kollineáris dipólusból áll [13.10.(a) ábra]. Minthogy az antennarendszert árammaximumban tápláljuk, talpponti impedanciája azonos lesz a sugárzási ellenállással: ez hozzávetőleg valamivel 300 Ω felett van. Ezért az antenna egy 300 Ω hullámellenállású, tetszőleges hosszúságú tápvonallal közvetlenül gerjeszthető.

Az L_2 középső dipólus mérete valamivel hosszabb, mint a külső dipólusoké, minthogy rajta végeffektus nem lép fel. Az L_3 rövidrezárt negyedhullámú vonalszakaszok rezonanciaméretei légszigeteléses párhuzam-vezetékekre vonatkoznak, amelyeknél a vezeték közötti térköz mintegy 10 cm (a méret nem kritikus). Ha szalagkábel-darabokat használunk, akkor a k rövidítési tényezőt figyelembe kell vennünk ($k \approx 0{,}8$).

Az elrendezés elméleti nyeresége 3,2 dB, ami kizárólag az E síkbeli nyalábolásból származik. A 13.1. táblázatban L_1, L_2 és L_3 méreteire találunk adatokat.

Ha az antennát a 13.10.(b) ábra szerint két darab további, félhullámú szakasszal egy ötös kollineáris dipólussá egészítjük ki, az elméletileg elérhető nyereség 5,4 dB-re nő, és a betáplálási ellenállása kereken 500 Ω lesz. Az antenna tetszőleges hosszúságú 500 Ω-os kéthuzalos tápvonallal táplálható.

13.1. táblázat. A 13.10. ábra szerinti Franklin-antenna méretadatai

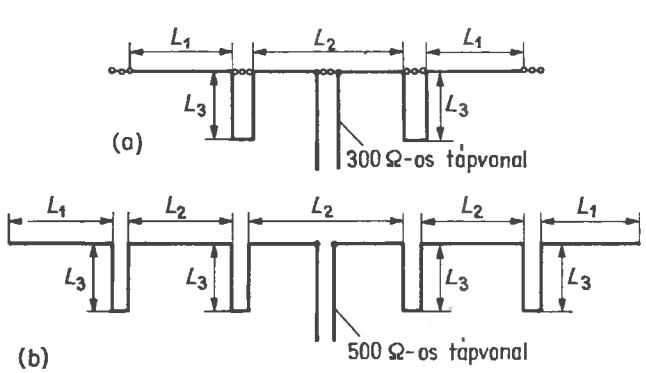
Amatőr-sáv	L_1	L_2	L_3
m	m	m	m
10	5,09	5,18	2,50
15	6,90	7,02	3,52
20	10,30	10,50	5,27
40	20,71	21,13	10,61
80	40,50	41,35	20,70

Az amatőr-gyakorlatban az ilyen antennák akkor lennének célszerűek, ha a dipólusokat függőleges sorba lehetne felépíteni. Akkor ennek a függőlegesen polarizált dipólus-sornak kiváló vízszintes síkbeli körsugárzó jelleggörbéje volna, rendkívül lapos lesugárzási szöggel és gyakorlatilag a szélrózsa minden irányában 5,4 dB nyereséggel rendelkezne. Az ilyen magasantennák az amatőr-gyakorlatban sajnos csak kivételes esetekben valósíthatók meg.

Mindkét antennatípus méreteire a 13.1. táblázatban találunk adatokat. Mivel a kollineáris dipólusoknak relatíve nagy a sávszélességük, általában a sávközépre szokás méretezni azokat: ezzel használhatóságuk az egész sávon belül biztosítva van.

13.4.3. Fekvő H-antenna (Lazy-H)

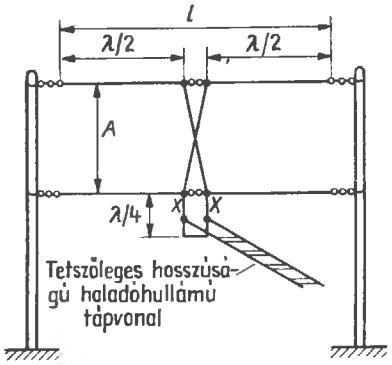
Az idegennyelvű amatőr-irodalomban gyakran alkalmazott „lusta Henrik" elnevezés ennek az irányító hatású huzalantennának megjelenési formájára utal (a fekvő H = ⌶). Mint a 13.11. ábrán látható, két kollineáris dipólusból álló dipólus-sor és két párhuzamos dipólusoszlop kombinációjáról van szó, amelyeknél az emeletköz mintegy $\lambda/2$.



13.10. ábra. A Franklin-antenna (méretadatok a 13.1. táblázatban):
(a) három kollineáris dipólus, nyereség 3,2 dB;
(b) öt kollineáris dipólus, nyereség 5,4 dB

A keresztbe kötött összekötő vezeték következtében a dipólusok azonos fázisban vannak gerjesztve.

Az ábrázolt megoldásban a táplálóshoz egy tetszőleges hosszúságú illesztett kéthuzalos tápvonalat használunk. A tápvonal illesztése az antenna nagy talpponti ellenállásához rövidrezárt negyedhullámú illesztőtaggal oldható meg a legegyszerűbben (lásd a 6.6. alfejezetet).



13.11. ábra. Egysávos fekvő H-antenna

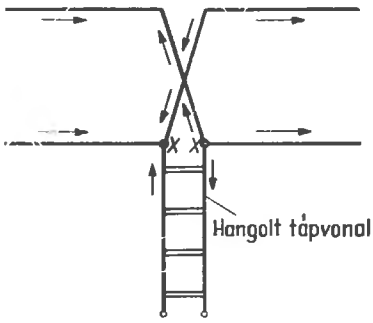
Az antennarendszer vízszintes síkbeli sugárzási irányjelleggörbéje a teljeshullámú dipóluséval azonos (két kollineáris dipólus); a fő sugárzási irány tehát az antenna tengelyére merőleges és mindkét oldalra azonos intenzitású. Az emeletes elrendezés (dipólusoszlop) következtében a rendszer a H síkban, tehát függőleges irányban is nyalábol. A H síkbeli nyalábolás egyik fontos előnye, hogy a dipólusoszlop a talajszint feletti magasságra nem olyan érzékeny, mint az egysíkú antennák: a függőleges sugárzási irányjelleggörbének megfelelően ugyanis a talajra a sugárnyalábnak viszonylag kis hányada jut, ezért a veszteséges talajreflexiók csak csökkent mértékben lépnek fel (lásd a 3.2.2.1. alpontot). Ennek ellenére a távolsági összeköttetések szempontjából lényeges függőleges kisugárzási szög ennél az antennánál is bizonyos mértékig függ a talajszint feletti magasságtól, ezért — akárcsak valamennyi antennatípusnál — célszerű minél magasabbra telepíteni ezt is. Legjobb eredmény akkor várható, ha az első emelet legalább $\lambda/2$ távolságra van a talajszint felett, azonban kisebb magasságoknál is jó eredményekkel lehet számolni.

Az ábrázolt antennarendszer elméleti nyeresége mintegy 5,6 dB. Ez a 13.2. táblázat adatai alapján az emeletközzel változik. Az amatőr-gyakorlatban azonban a fekvő H-antenna lényegesen kedvezőbb eredményeket szokott adni, mint az azonos nyereségű egysíkú antenna. Ez elsősorban a *H* síkbeli igen lapos lesugárzási szögre vezethető vissza. A gyakorlati forgalmazásban igen nagy előnyt jelent az a körülmény, hogy a mintegy 60°-os vízszintes nyílásszög (mindkét oldalra!) jelentős térszögben biztosít jó antennanyereséget.

13.2. táblázat. A 13.11. ábra szerinti fekvő H-antenna méretadatai

Amatőr-sáv	*l* hossz	*A* térköz	Elméleti antenna-nyereség
m	m	m	dB
20	20,60	10,50 ($^1/_2\lambda$)	5,6
		7,95 ($^3/_8\lambda$)	4,3
		15,90 ($^3/_4\lambda$)	6,3
15	13,90	7,10 ($^1/_2\lambda$)	5,6
		5,33 ($^3/_8\lambda$)	4,3
		10,70 ($^3/_4\lambda$)	6,3
10	10,25	5,30 ($^1/_2\lambda$)	5,6
		4,00 ($^3/_8\lambda$)	4,3
		7,95 ($^3/_4\lambda$)	6,3

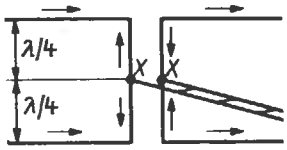
Az emeletköz általában $\lambda/2$; ha a térköz csökken, a nyereség is kisebb lesz, míg növekvő térköz nagyobb nyereséget biztosít. A 13.2. táblázatban a sugárzó hosszára, az emelet-térközre és a várható antennanyereségre találunk adatokat a 20 m-es, 15 m-es és 10 m-es amatőr-sávokra.



13.12. ábra. Hangolt tápvonallal táplált fekvő H-antenna

A fekvő H-antenna különféleképpen gerjeszthető. Mechanikai és elektromos szempontból legegyszerűbb a 13.12. ábrán látható megoldás, amikor az alsó emeletet egy hangolt tápvonal segítségével tápláljuk. Az ábrán feltüntetett és az áramok irányát jelző nyilak alapján látható, hogy a dipólusok ilyenkor azonos fázisban vannak gerjesztve. A táplálás e módjának hátránya — mint ahogy azt már korábban kimutattuk —, hogy a két dipólusemelet közötti futási idő következtében bizo-

nyos fokú fázistolás lép fel. Emiatt a függőleges síkbeli lesugárzási szög valamivel meredekebbé válik, az antenna „bandzsít", emellett a hangolt tápvonal veszteségei mindig valamivel nagyobbak, mint egy illesztett tápvonalé.

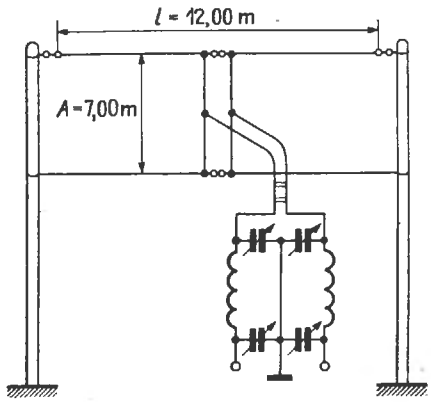


13.13. ábra. Központi táplálású fekvő H-antenna

A 13.13. ábrán mindkét emeletet szimmetrikusan gerjesztő központi táplálási megoldás látható; ilyenkor az összekötő huzalok mechanikailag kissé nehézkes keresztezése is elmarad. A betáplálási pont a félhullámú összekötő vonalszakasz középpontjába kerül: mindkét dipólusemelet egy-egy $\lambda/4$-es vonalszakaszon át kapja az antennaáramot. Az elrendezés két egymás fölé helyezett negyedhullámú transzformátorral (6.5. alfejezet) gerjesztett teljeshullámú dipólusként is felfogható. Ha a nagy karcsúsági tényezőjű teljeshullámú dipólus Z_A bemeneti impedanciája kb. 4000 Ω, a negyedhullámú illesztőtag Z hullámellenállását pedig kb. 600 Ω-ra méretezzük, akkor az XX betáplálási ponthoz transzformált Z_{bem} impedancia (6.6)összefüggés alapján:

$$Z_{bem} = \frac{600^2}{4000} = 90\ \Omega.$$

Minthogy az XX ponthoz a két emelet párhuzamosan csatlakozik, ezek 90 Ω-os ellenállása az XX pontban mintegy 45 Ω-os eredőellenállást ad, tehát az antennához 45 Ω-os tápvonallal kell csatlakozni. Ezek szerint az 50 Ω-os koaxiális kábellel az antennarendszer táplálása elvileg megoldható.



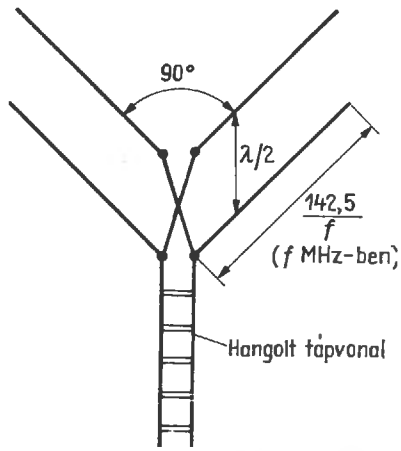
13.14. ábra. Háromsávos fekvő H-antenna

A gyakorlatban azonban központi táplálás esetén is a hangolt tápvonalas gerjesztést szokás választani, mert így — bár kompromisszumos megoldás — az antenna többsávos üzemben is használható. Ilyenkor ügyelni kell arra, hogy a tápvonal az XX pontra merőlegesen minél hosszabb szakaszon távolodjon az antennától, mielőtt a függőlegesbe átmenve lefelé vezetne.

A 13.14. ábrán egy, a 10, 15 és 20 m-es sávra többsávos üzemben használható fekvő H-antenna méreteit tüntettük fel. Az antenna nagyjából csak a 15 m-es sávban van rezonanciában, ezért feltétlenül hangolt tápvonal és Collins-szűrő segítségével kell táplálni.

13.4.3.1. Emeletes egészhullámú V-dipólus

Ha a fekvő H-antenna két dipólusszárát a 13.15. ábra szerint 90°-os szögben megtörjük, emeletes egészhullámú V-dipólushoz jutunk, amelynek igen előnyös sugárzási irányjelleggörbéje van.



13.15. ábra. Emeletes egészhullámú V-dipólus mint függőleges nyalábolású vízszintes körsugárzó

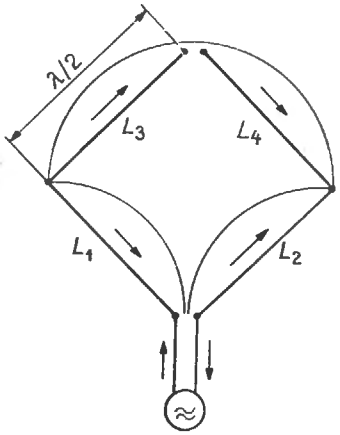
Mint a 10.4.1. pontban láttuk, a 90°-ban megtört egészhullámú dipólus E síkbeli irányjelleggörbéje közel kör alakú [lásd a 10.31.(b3) ábrát]. Ha két vagy több ilyen V-dipólust egymás fölé helyezve dipólusoszlopot képezünk, a vízszintes E síkbeli irányjelleggörbe megőrzése mellett a H síkbeli nyalábolás következtében jelentős antennanyereség érhető el. Kétemeletes V-dipólusnál — vagyis V alakú fekvő H-antennánál — mintegy további 3 dB nyereség várható.

A fekvő H-antennára megadott méretezési adatok értelemszerűen alkalmazhatók a V-változatra

is. Különböző szárszögekhez tartozó vízszintes síkbeli sugárzási irányjelleggörbék a 10.31. ábrán láthatók (az emeletes elrendezés következtében az E síkbeli irányjelleggörbe nem változik).

13.4.3.2. Bisquare-sugárzó

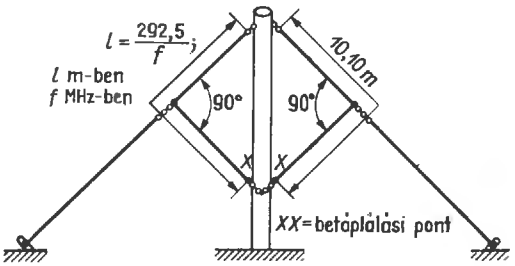
Egyszerű, de kevéssé ismert a két oldalirány hatású huzalantenna, az ún. *bisquare*. Az idegen elnevezés értelemszerűen magyarra fordítva „két oldalirányban hatásos négyzetes sugárzó". Bár külseje alapján a rokonság alig ismerhető fel, valójában a bisquare a fekvő H-antenna közvetlen leszármazottja.



13.16. ábra. Árameloszlás a bisquare-antennán

A 13.16. ábrán egy bisquare-on kialakuló árameloszlás látható. A négyzet L_1, L_2, L_3 és L_4 szárainak hossza egyenként $\lambda/2$; az antennaáram fázishelyzetét a nyilak iránya jelzi. Mint látható, a derékszögű elrendezés következtében valamennyi félhullámú szakaszon azonos fázisviszonyok uralkodnak (valamennyi nyíl jobbra mutat). Az L_1 és L_2 szakaszok az alsó, míg az L_3 és L_4 szakaszok a felső emeletet képviselik; a fázisviszonyok és így a hatásmechanizmus tekintetében tehát a bisquare és a fekvő H-antenna megfelelnek egymásnak.

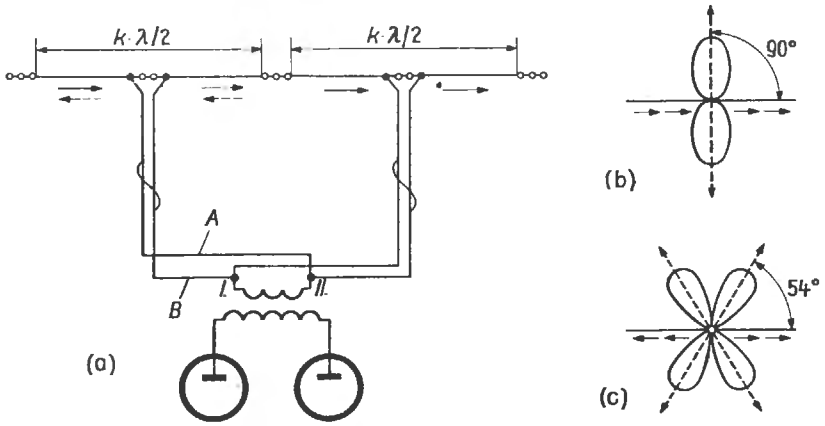
A kisebb hatásos felület következtében a bisquare antennanyeresége csupán 4 dB, tehát kisebb, mint a fekvő H-antennáé. Ennek fejében azonban csupán egy tartóoszlopot tesz szükségessé, ellentétben a fekvő H-antenna két tartóoszlopával.



13.17. ábra. A bisquare-antenna

A 13.17. ábrán egy a 10 m-es sávra méretezett bisquare-antenna látható. Bisquare-antennákat főleg a 10 m-es sávban használnak, mert ilyenkor egy 10 m-es tartóoszloppal megoldható a felfüggesztés: a sugárzó betáplálási pontja ekkor több mint $\lambda/4$-re van a talajfelszíntől. A talpponti ellenállása nagy értékű és ezért általában hangolt távvonallal táplálják. Ilyenkor ugyanis az antenna mint függőlegesen polarizált félhullámú sugárzó a méretezett üzemi frekvencia felénél még jól használható.

Az eddig tárgyalt irányhatású huzalantennák



13.18. ábra. Kettős bisquare-antenna

kétoldalas sugárzók. Ha a sugárzást csak az egyik oldalirányba koncentráljuk, a hátrafelé-sugárzást alkalmas reflektorelemmel megakadályozva, az antennanyereség növekszik. Az olyan sugárzókat, amelyeknek csak az egyik oldalirányba van sugárzási maximuma, egyoldalas iránysugárzóknak nevezzük. Ezeknek az antennáknak az előre-sugárzás és a maradék hátrafelé-sugárzás viszonyát röviden *előre/hátra viszonynak* nevezzük, vagy a *hátrafelé csillapítását* adjuk meg jellemzőül.

Az alkalmazott reflektorelemek lehetnek *táplált* vagy *nem táplált reflektorok;* az utóbbiakat *parazitareflektoroknak* is nevezzük. Ezeket elsőnek a japán *H. Yagi* és *S. Uda* ismertette; ők alkalmaztak első ízben olyan reflektorokat és direktorokat, amelyek a sugárzóelemmel csupán sugárzásos csatolásban voltak.

Az ismertetett kétoldalas bisquare-antenna a 13.18. ábra szerint parazita-elem segítségével egyoldalas sugárzóvá alakítható. A gerjesztett elem kéthuzalos hangolt tápvonallal táplálható; a parazita-elem távolsága $\leqq 0{,}4\lambda$ (nem kritikus), és megfelelő átkapcsolás segítségével vagy direktorként, vagy reflektorként használható. Ezt a talppontjában elhelyezett *LC*-kör teszi lehetővé. Az L, C_1 és C_2 optimális értékeit célszerű kísérleti úton meghatározni. A parazita-elem méreteit a sugárzóelemnél kisebbre szokás méretezni, hogy a direktor-hatás könnyen beállítható legyen.

A hangolás menete: Az S kapcsolót nyitjuk, majd a C_1 kapacitással a parazita-elemet úgy hangoljuk be, hogy a direktor-hatás érvényesüljön, vagyis a sugárzóelem sugárzási maximuma a parazita-elem felé mutasson. Ezután az K kapcsolót zárjuk és a C_2 kondenzátort az optimális reflektorhatásra állítjuk anélkül, hogy a C_1 kapacitás értékét változtatnánk. Ezzel a sugárzás fő irányát a vízszintes síkban 180°-kal megfordítottuk. Az egyszer beállított kondenzátorértékek változtatására a továbbiakban nincs szükség: az üzem közbeni irányjelleggörbe-átkapcsolást a kapcsoló nyitásával (direktor-hatás), illetve zárásával (reflektorhatás) érjük el. Ha a kapcsoló helyére relét iktatunk, az átkapcsolás távolról is megoldható.

A parazita-elem alkalmazása következtében mintegy 3 dB-es nyereségnövekedés érhető el. Ez a többletnyereség akkor is fellép, ha az antennát a fele üzemi frekvencián tápláljuk, vagyis mint függőleges félhullámú sugárzót üzemeltetjük. Ilyenkor a parazita-elem távolsága csak $0{,}2\lambda$, azonban a reflektor-, illetve direktor-hatás szintén érvényesül.

A bisquare-antenna tartóoszlopa további antennaelrendezések felszerelésére is alkalmazható. Így pl. elképzelhető, hogy a meglevő bisquare-re merőlegesen egy második, hasonló elrendezést építsünk ugyanarra az oszlopra; ezáltal az eredeti antenna sugárzási minimum oldalirányaiban is sugárzási maximumokat kaphatunk. Emellett az oszlopot ilyenformán négy irányban is merevíthetjük. Második sugárzórendszerként egy T 2 FD-antenna (lásd a 12.2. alfejezetet) vagy egy 80/40 m-es rövid dipólus (a 10.27. ábra szerint), vagy a 10.30. ábrán látható 40 m-es huzalpiramis is számításba jöhet. Az árboc tetejére emellett még egy 2 m-es függőleges sugárzó is kerülhet.

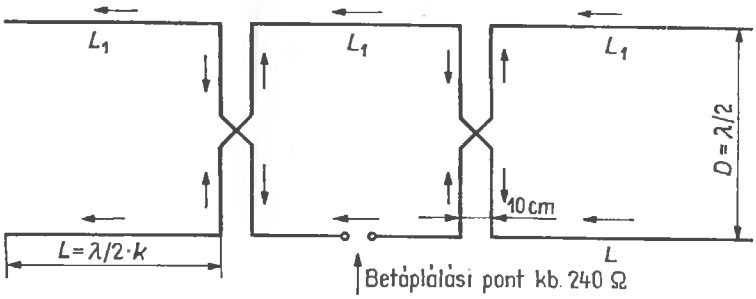
13.4.3.3. A six-shooter

A fekvő H-antenna további változata egy olyan kétoldalas sugárzó, amelyben három kollineáris dipólus dipólusoszlopban kombinálva van elhelyezve, vagyis az antenna összesen hat gerjesztett félhullámú elemet tartalmaz. Az idegen nyelvű amatőr-irodalomban *six-shooter* (hatlövetű) antennaként ismertté vált elrendezés tulajdonképpen egy olyan fekvő H-antenna, amelyet vízszintes irányban további két elemmel bővítettek ki. A közel azonos H síkbeli függőleges nyalábolás mellett a vízszintes síkbeli irányjelleggörbe keskenyebbé válik, és az antennanyereség mintegy 7 dB lesz.

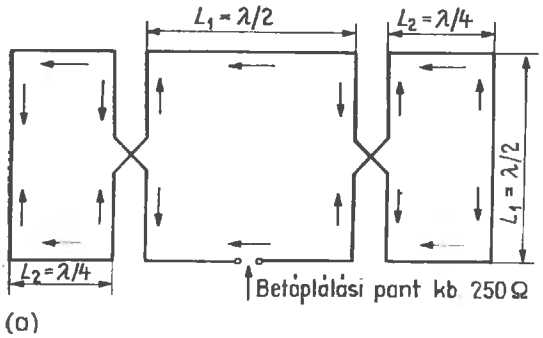
A 13.19. ábrán bemutatott antennaelrendezésnél az alsó dipólus-emelet talajfelszín feletti magasságának legalább $\lambda/2$-nek kell lennie. A six-shooter méretei, továbbá a következő pontban tárgyalt Sterba-antenna méretezési adatai a 13.3. táblázatban találhatók. Az antenna talpponti ellenállása hozzávetőleg 240 Ω, tehát tetszőleges hosszúságú tv-szalagkábel segítségével közvetlenül táplálható.

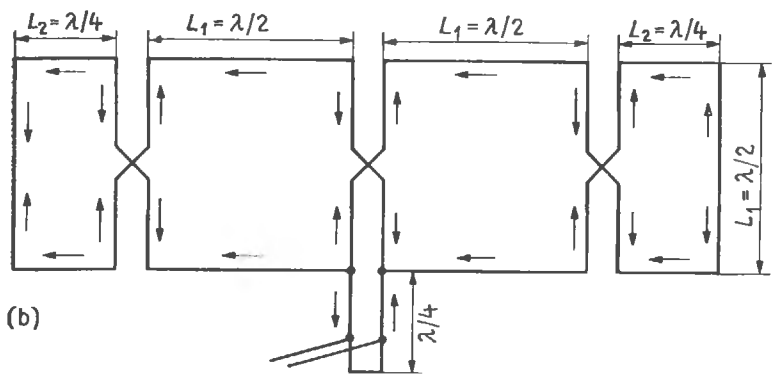
13.3. táblázat. Sterba- és six-shooter antenna méretadatai

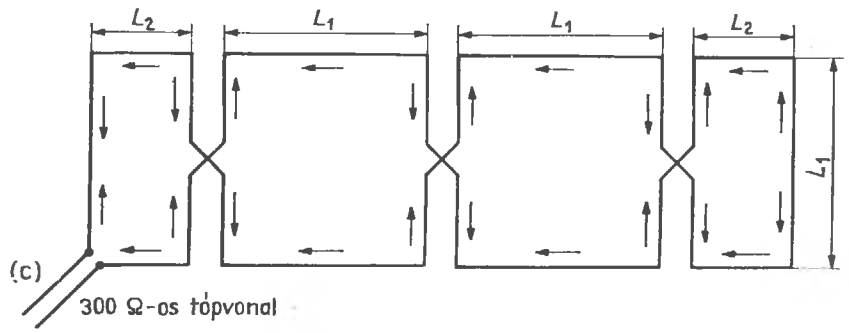
Üzemi frekvencia	L_1 hossz	L_2 hossz
MHz	m	m
7,0	21,34	10,67
7,05	21,16	10,58
14,0	10,67	5,33
14,2	10,54	5,27
21,0	7,09	3,55
21,2	7,02	3,51
28,0	5,36	2,68
29,0	5,18	2,59



13.19. ábra. A six-shooter antenna







13.20. ábra. Sterba-antennák:
(a) egyszerű négyelemes kivitel; (b) központi táplálású, bővített hatelemes kivitel; (c) végtáplálású hatelemes kivitel

13.4.3.4. A Sterba-antenna

A Sterba-antenna szintén a kétoldalasan sugárzó antennák csoportjába tartozik, és szintén a fekvő H-antenna kibővítésének tekinthető. Amatőr-körökben nem nagyon tudott elterjedni igen nagy helyigénye miatt, továbbá azért, mert vízszintes nyílásszöge rendkívül keskennyé válik. A kommerciális antennatechnikában különleges esetekben éppen a nagyfokú nyalábolás miatt szívesen alkalmazzák. A betáplálási pont felől tekintve az egész antennarendszer egy megszakítás nélküli huzalhurok; ez a körülmény lehetővé teszi, hogy az esetlegesen eljegesedett antennáról a jeget nagyobb áramlökéssel egyszerűen leolvasszuk.

A 13.20.(a) ábrán egy egyszerű Sterba-antenna vázlata látható, amely négyelemes kivitelében a fekvő H-antennának felel meg. Az antenna két szélén elhelyezkedő negyedhullámú szakasz egy-egy félhullámú dipólusként tekinthető. Egy ilyen egyszerű Sterba-antenna nyeresége megfelel a fekvő H-antenna nyereségének. A 13.20.(c) ábra egy hatelemes kivitelű Sterba-antennát mutat be. Ennek tulajdonságai messzemenően megegyeznek a six-shooter-évei; a nyereség valamivel nagyobb lesz (8 dB).

A Sterba-antennarendszerek méretei félhullámú szakaszok és a hozzájuk tartozó fázisforgató vezetékek segítségével tetszés szerinti méretben növelhetők.

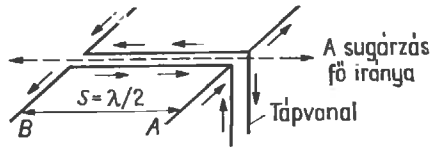
A 13.20.(a) ábra szerinti egyszerű kivitelt árammaximumban tápláljuk; a talpponti ellenállás 250 Ω körüli, vagyis tetszőleges hosszúságú tv-szalagkábellel közvetlenül táplálható. A 13.20.(b) ábrabeli bővített kivitelben a talppont feszültségmaximumba esik, ezért nagy ellenállású. Ilyenkor célszerű hangolt tápvonal segítségével vagy — mint az ábra mutatja — egy rövidrezárt negyedhullámú illesztőtag közbeiktatásával tetszőleges hosszúságú hangolatlan, vagyis illesztett tápvonal segítségével táplálni. Még egyszerűbb megoldást jelent, ha a 13.(20.(c) ábra szerint az árammaximumban tápláljuk az antennát; ilyenkor a talpponti impedancia kereken 300 Ω. A Sterba-antennák méretezési adatai a 13.3. táblázatban találhatók. A 13.4.3. pontban ismertetett nagy felületen elhelyezkedő dipólusoszlopok formájában kialakított antennarendszerek angolszász irodalomban található elnevezésében sokszor szerepel a „Curtain-Antenna" elnevezés. A kifejezés az antennarendszerek megjelenési formájára utal és magyarra dipólusfüggönyként fordítható.

14.

Hosszsugárzó dipólusrendszerek

Az egymással párhuzamosan elhelyezett és fáziseltéréssel gerjesztett dipólusok főképpen egy bizonyos irányban, az antenna legnagyobb hosszkiterjedésének irányában sugároznak; ezért gyűjtőnéven hosszsugárzóknak nevezzük őket. Antennanyereségüket és irányhatásukat a párhuzamos elemek egymás közötti távolsága és viszonylagos fázisa határozza meg. A hosszsugárzók legismertebb fajtája a Yagi-antenna.

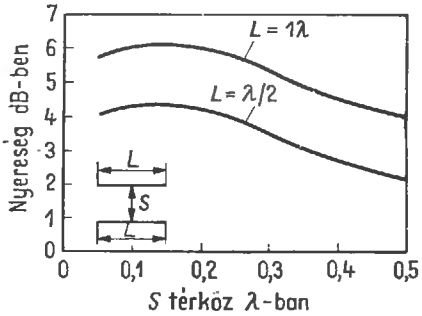
A 14.1. ábrán egy egyszerű hosszsugárzó rendszert látunk. Az egymástól $\lambda/2$ távolságban párhuzamosan elhelyezett *A* és *B* dipólust egy félhullámú kéthuzalos vezeték köti össze egymással. Mint az áramirányokat jelző nyilakból látjuk, az *A* dipólus a *B* dipólushoz képest 180° fáziseltolással kapja a gerjesztést. Ebben az elrendezésben úgy



14.1. ábra. A hosszsugárzó gerjesztése és árameloszlása

kell elképzelnünk a sugárzók működését, hogy a két dipólus kölcsönösen visszaveri egymás sugárzását. Az *S* távolságtól és a fázisviszonyoktól függően a két sugárzás vektoriális összege vagy különbsége érvényesül. Ennek eredményeként fokozott mértékű kétirányú sugárzás jön létre az antennastruktúra hossza mentén a kéthuzalos összekötő vezeték irányában.

Az egyszerű félhullámú dipólushoz képest — az irányított sugárzás révén — elért antennanyereséget a 14.2. ábráról olvashatjuk le. A bemutatott görbék arra az esetre vonatkoznak, amikor 180° a két dipólus gerjesztése közötti fáziskülönbség. Az antennanyereség 4,3 dB-es elméleti maximumát akkor érjük el, ha a két félhullámú dipólust egymástól $0{,}15\lambda$ távolságban és egymással párhuzamosan helyezzük el. Ha egészhullámú dipólusokat használunk fel a rendszerben, az elméletileg elérhető legnagyobb antennanyereség ugyanennek a távolságnak a megtartásával 1,8 dB-lel összesen 6,1 dB-re növekszik meg.

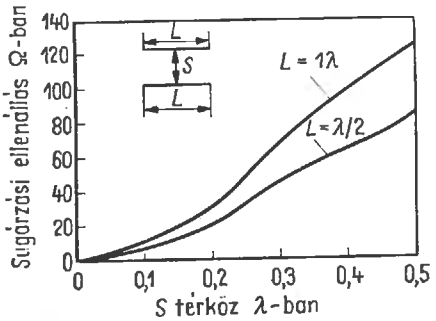


14.2. ábra. A 180° fáziseltolással gerjesztett, $\lambda/2$ vagy 1λ hosszúságú párhuzamos dipólusok antennanyeresége az *S* távolság függvényében (W 8 JK antennái)

Ha megvizsgáljuk az egyik dipólus árammaximumának helyén, hogyan változik a két dipólus közötti távolság függvényében a sugárzási ellenállás, azt tapasztaljuk, hogy a legnagyobb nyereségnek megfelelő helyen nagyon kicsi, az egyik rendszerben 12, a másikban 20 Ω ez az érték. Ez azt jelenti, hogy az antennavezetők mentén nagy az áramerősség és a feszültség, aminek következtében

nagyok az I^2R veszteségek is. Ezért nem is lehet elérni az elméleti antennanyereséget, és a gyakorlatban többnyire 1 dB-lel kisebb értéket kapunk.

A hosszsugárzók sokféle változatban készülnek, és főként csak elemeik gerjesztésének módjában különböznek egymástól.



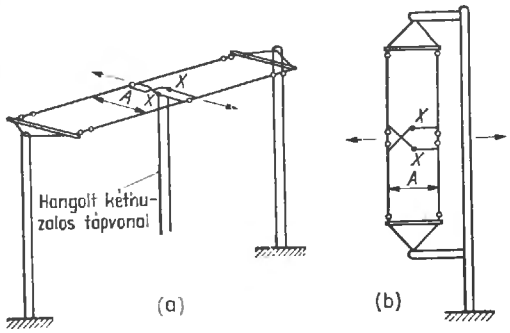
14.3. ábra. A két párhuzamos, 180° fáziseltolással gerjesztett dipólusból összeállított rendszer egyik ($\lambda/2$ vagy 1λ hosszúságú) dipólusának az S távolság függvényében felvett sugárzási ellenállása az árammaximum helyén (W 8 JK antennái)

14.1. W 8 JK irányhatású antennája

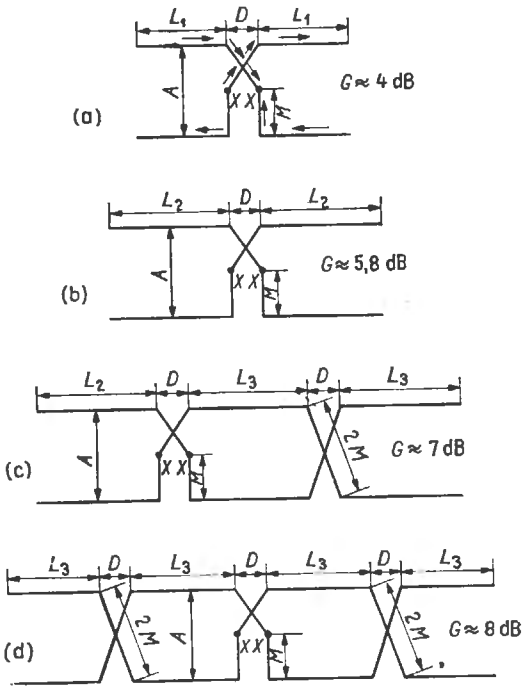
Egy ismert, irányhatású hosszsugárzó a J. D. Kraus által kidolgozott W 8 JK-beam. Külalakja a 14.4. ábrán látható, mégpedig a vízszintes polarizációnak megfelelő változatban a 14.4.(a), a függőleges polarizációnak megfelelően a 14.4.(b) ábrán. E kétirányú rendszer fő sugárzási irányait nyilakkal tüntetjük fel.

A W 8 JK-antennákat különböző méretekben és különböző táplálással lehet megépíteni. Minden egyes esetben azonban az A távolság egy nyolcad és egy negyed hullámhossz között van, a fáziseltolás pedig 180°.

Az elképzelhető legkisebb W 8 JK-antenna két párhuzamos félhullámú dipólust foglal magában [14.5.(a). ábra], a következő méretben viszont egészhullámú dipólusok helyettesítik a félhullámú dipólusokat [14.5.(b) ábra], és ezt az utóbbit kétrészes W 8 JK-antennának nevezzük. Három-, négy- és többrészes változatok is lehetségesek, de nagyon ritkák [14.5.(c) és (d) ábra].



14.4. ábra. Irányhatású sugárzó W 8 JK szerint: (a) vízszintes elrendezés; (b) függőleges elrendezés; (c) konstrukciós megoldások a keresztezett összekötő vezetékekre



14.5. ábra. Vázlatos elrendezések W 8 JK antennáira: a) egy szakasz két elemből; (b) két szakasz négy elemből; (c) három szakasz hat elemből; (d) négy szakasz nyolc elemből (a gyakorlati méretezési adatokat a 14.1. táblázat tartalmazza)

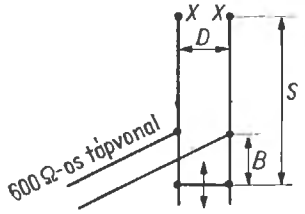
A 14.5. ábra alapján a 14.1. táblázatból kiolvashatjuk a különböző méretű W 8 JK-antennák minden gyakorlati méretét. A változatok elméleti antennanyereségét a 14.5. ábrán kapjuk meg.

Az egyrészes ($A = \lambda/8$) W 8 JK-antenna a következő, frekvenciában felharmonikus helyzetű sávban mint $A = \lambda/4$ távolságú kétrészes antenna is használható. Rezonáns tápvezeték felhasználá-

14.1. táblázat. Méretezési adatok a 14.5. ábra szerinti W 8 JK-antennához

Frekvenciasáv	Távolság		Hosszméretek			Illesztővezeték			
	A		L_1	L_2	L_3	*M*	*D*	*S*	*B*
kHz	λ	m	m						
7000... 7150	0,125	5,28	10,36	18,29	16,05	2,69	1,22	7,93	1,22
14000...14350	0,125	2,64	5,18	9,14	8,03	1,35	0,61	3,96	0,61
	0,15	3,18	5,18	9,14	7,70	1,63	0,61	3,66	0,61
	0,20	4,24	5,18	9,14	6,96	2,18	0,61	3,05	0,91
	0,25	5,29	5,18	9,14	6,30	2,69	0,61	2,44	1,22
21 00-től	0,15	2,13	3,50	6,17	5,20	1,09	0,51	2,88	0,40
21 450-ig	0,25	3,55	3,50	6,17	4,26	1,82	0,51	2,06	0,80
28 000-től	0,15	1,58	2,59	4,57	3,84	0,81	0,46	2,13	0,30
29 000-ig	0,25	2,64	2,59	4,57	3,15	1,35	0,46	1,52	0,60
29 000-től	0,15	1,53	2,51	4,42	3,71	0,79	0,46	2,13	0,30
30 000-ig	0,25	2,54	2,51	4,42	3,05	1,32	0,46	1,52	0,60

sával még a negyedik felharmonikuson is gerjeszthetjük. Az igaz, hogy a kollineáris dipólusokat ebben az esetben már különböző fázisokban gerjesztjük, és az *E*-diagram ekkor már a 11.1.(a) ábra szerinti, négylevelű lóhere alakját mutató görbe szerint torzul el. A középen táplált W 8 JK-típusokat az *XX* pontban egy feszültségmaximum helyén gerjesztjük. Ha ragaszkodunk az illesztett tápvezetékhez, vagyis például egy tetszés szerinti hosszúságú, 600 Ω hullámellenállású kéthuzalos vezetéket alkalmazunk, mert ennek különösen kicsinyek a veszteségei, az illesztéshez legalkalmasabbnak a 6.6. alfejezet szerinti negyedhullámú vezetéket használhatjuk. A 14.6. ábra szerinti zárt vezetéket az *XX* tápponthoz csatlakoztatjuk. Az antennaméretek irányértékét és a 600 Ω-os illesztővezeték *ZZ* csatlakozási pontjának hozzávetőleges helyzetét a 14.1. táblázatban találjuk meg (az *S* és *B* méretek a 14.6. ábra szerint).



14.6. ábra. Illesztővezeték W 8 JK-antennájához (méretezési adatokat a 14.1. táblázat tartalmaz)

A beállítás megkönnyítésére a negyedhullámú illesztővezeték egyik végén tegyük változtathatóvá a rövidzár helyzetét. Ezért ajánlatos egyúttal kissé nagyobbra venni a 14.1. táblázatban megadott értéknél a vezeték hosszát.

Ha inkább egy tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábel útján akarjuk táplálni az antennát, az illesztő vezetéket úgy kell kialakítanunk, hogy a *ZZ* pontban 240...300 Ω impedanciát kapjunk. Ebben az esetben a 7.5. alfejezet szerinti félhullámú illesztővezeték beiktatásával a szimmetria és az impedancia szempontjából egyaránt helyesen csatlakoztathatunk bármilyen hosszú koaxiális kábelt.

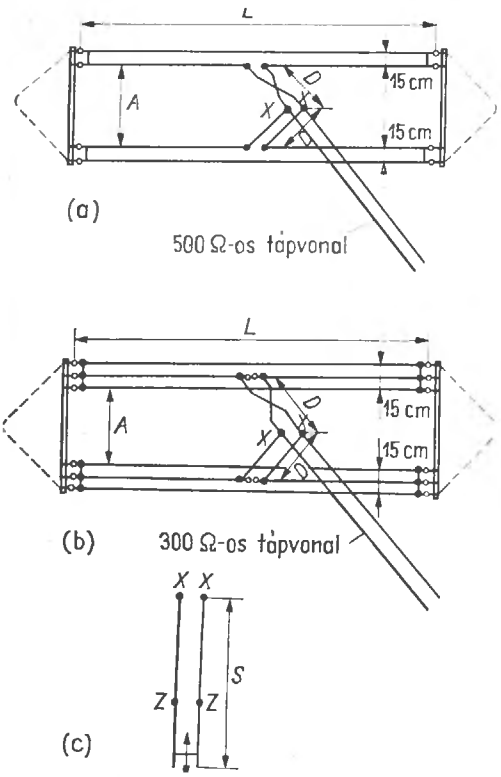
14.1.1. Hurok alakú elemekkel ellátott W 8 JK-antennák

Ha az egyszerű (egyrészes) W 8 JK-antennán egyenes dipólusok helyett hajlított dipólusokat használunk, nagyobb sugárzási ellenállást kapunk, és megnő az antenna sávszélessége. Minthogy kisebb áramok folynak, kisebbek lesznek a vezetékek mentén a veszteségek, vagyis az egyenes dipólusokkal felszerelt W 8 JK-antennánál jobb hatásfokú antennát kapunk. E hurokszerű kialakítással nagyon jól megközelíthetjük az elméletileg elérhető legnagyobb antennanyereséget. A felharmonikusokon nem rezonálnak a hajlított dipólusok, úgyhogy ezeket az antennákat csak méretezésüknek megfelelő hullámsávban alkalmazhatjuk.

A 14.7. ábrán egyszerű hajlított dipólusokat és kettős dipólusokat [14.7.(b) ábra] tartalmazó változatokat látunk. A gyakorlati méretezési adatokat a 14.2. táblázatról olvashatjuk le. A 14.7.(a) ábra szerinti, egyszerű hurkolt dipólusokkal felszerelt változat megépítése során ügyeljünk arra, hogy a középső, negyedhullámú összekötő vezetéket (*D*) 240 Ω-os szalagkábelből kell kialakítanunk. A 14.2. táblázat szerinti hosszadatokban 0,82 nagyságú rövidülési tényezőt vettünk tekintetbe. A *D* vezetékek közül az egyiket keresztezünnök kell, vagyis egyszerűen elcsavarjuk 180°-kal. Mindkét *D* vezeték negyedhullámú transzformá-

14.2. táblázat. Méretezési adatok a 14.7. ábra szerinti hurokszerű antennaelemekkel ellátott W 8 JK-sugárzóhoz

Amatőr-sáv	Távolság	Hossz-méretek	Illesztővezeték	
	A	*L*	*D*	*S*
MHz	m	m	m	m
7	6,61	19,61	8,74	10,50
14	3,53	9,80	4,37	5,25
21	2,30	6,56	2,90	3,53
28	1,55	4,73	2,17	2,55



14.7. ábra. Hurokszerű elemekből összeállított antennák W 8 JK szerint:
(a) hajlított dipólusok, a *D* vezetékek 240 Ω-os szalagkábelből; (b) kettős hajlított dipólusok, a *D* vezetékek 300 Ω-os szalagkábelből; (c) illesztővezeték az (a) és a (b) elrendezéshez

torként működik (lásd a 6.5. alfejezetet), úgyhogy az *XX* táppontban kereken 500 Ω az impedancia. Ide egy tetszés szerinti hosszúságú, 500 Ω hullámimpedanciájú tápvezetékkel csatlakozhatunk. Ha 300 Ω-os szalagkábelből készítjük el a *D* vezetékeket, *XX* után kereken 750 Ω-ra transzformáljuk velük az impedanciát. Tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábelt azesetben vehetünk tápvezetéknek, ha az *XX* pontban bekötjük a 14.7.(c) ábra szerinti negyedhullámú illesztővezetéket, és az *S* hosszt a 14.2. táblázat szerint vesszük fel. Ezen az illesztővezetéken úgy jelöljük ki a *ZZ* táppont helyét, hogy a látszólagos ellenállás itt 240 Ω legyen. Ide egy negyedhullámú kerülővezetéket csatlakoztatunk, és az utóbbit kötjük össze a koaxiális tápkábellel. A 14.7.(b) ábra szerinti, kettős hajlított dipólusokkal ellátott változatban kissé mások az impedanciaviszonyok. A két összekötő vezetéket (*D*) 300 Ω-os szalagkábelből kell elkészítenünk, és az egyiket itt is keresztezzük. E vezetékek rövidülési tényezőjét a 14.2. táblázatban 0,82-re vettük. Ilyen körülmények között az *XX* pontban kereken 300 Ω-os látszólagos ellenállást kapunk, és egy 300 Ω-os szalagvezeték bekötésével itt közvetlenül táplálhatjuk az antennát. Ha 240 Ω-osak a *D* vezetékek, a sugárzó közvetlen gerjesztéséhez egy 240 Ω-os illesztővezetéket kapcsolhatunk az *XX* táppontra. Mindkét esetben azt is megtehetjük még, hogy egy félhullámú kerülővezetéket csatlakoztatunk az *XX* ponthoz, és ekkor egy tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábel útján táplálhatjuk az antennát.

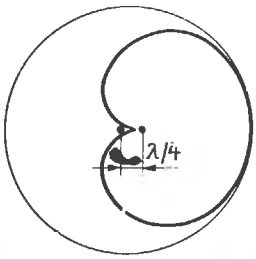
14.2. Egyoldalas iránydiagrammal jellemezhető hosszsugárzók

Ha két párhuzamos dipólust azonos erősségű, de fázisban eltolt áramokkal gerjesztünk, bizonyos távolságok és fázisszögek betartásával elérhetjük, hogy egyirányú legyen az irányjelleggörbe. Abban az esetben például, amikor a párhuzamos dipólusok $\lambda/4$ távolságra vannak egymástól, és 90° fáziseltolással kapják a gerjesztést, az iránydiagram nagyjából szív (kardioid) alakúvá válik. Ugyanilyen irányhatást kapunk akkor is, ha a távolság $3\lambda/8$, és a fáziseltolás 45°; vagy ha a távolság $\lambda/8$ és a fáziseltolás 135°.

A táplált antennaelemek között szükséges fáziseltolást úgy érjük el, hogy a második dipólust olyan kerülővezetéken keresztül gerjesztjük, amelynek elektromos hossza a kívánt fázisszögnek felel meg (lásd az 1.1. ábrát). Például az elektromosan $\lambda/4$ hosszúságú vezeték 90° fáziseltolást okoz ($\lambda/4$ a 360° teljes periódus negyedének, vagyis 90°nak felel meg).

Az egymással párhuzamosan elhelyezett és 90° fáziseltéréssel gerjesztett dipólusok erőtere bizo-

nyos irányokban — vagyis azokon a helyeken, ahol a közöttük levő fáziskülönbség éppen 360°, tehát ahol éppen fázisban vannak az erőterek — összeadódik, ott viszont, ahol 180° a fáziseltolás (ellenfázis), kölcsönösen kioltja egymást a két térerősség. A sugárzási maximumok, a kioltási helyek és a közbenső értékek eloszlása adja meg a sugárzási teret. Mint már említettük, $\lambda/4$ távolság és 90° fáziseltolás esetén kardioid alakú a sugárzási diagram (14.8. ábra). Az ábrán jól láthatjuk, hogy sugárzási irányban nagy a nyílásszög, hátrafelé viszont roppant gyenge a sugárzás.

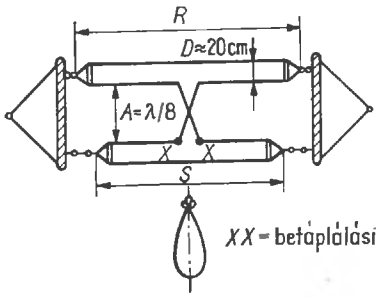


14.8. ábra. Az egymástól $\lambda/4$ távolságban párhuzamosan elhelyezett és 90° fáziseltolással gerjesztett dipólusokat tartalmazó hosszsugárzó szív (kardiodid) alakú iránydiagramja (az esetben is érvényes, amikor a két dipólus közötti távolság $3\lambda/8$, és a fáziseltolás 45°; vagy amikor a távolság $\lambda/8$, és a fáziseltolás 135°)

A következőkben néhány jellegzetes egyirányú — táplált reflektorral működő — hosszsugárzót ismertetünk.

14.2.1. A ZL special beam

Ez az antennarendszer (14.9. ábra) nagyon hasonlít a hajlított dipólusokból felépített W 8 JK-antennára [14.7.(a) ábra], de másként működik. A reflektorként működő *R* hajlított dipólus körülbelül 5%-kal hosszabb az *S* sugárzónál. A sugárzó



14.9. ábra. A ZL special antenna

és a reflektor közötti távolság $\lambda/8$. A nyolcadhullámú keresztezett összekötő vezeték 135° fáziseltolással gerjeszti a reflektort. Az elektromosan $\lambda/8$ vezetékhossz 45° fázisszögnek felel meg, a keresztezés pedig további 180°-ot hoz létre; ennek eredője a $180 - 45 = 135°$ fáziseltolás.

A fő sugárzás, mint a 14.9. ábrán látjuk, merőleges a sugárzó síkjára, és csak az egyik irányban, a reflektortól a sugárzó felé hat. Ebben az irányban az antennanyereség körülbelül 5 dB, a hátrasugárzási csillapítás 20 dB körül lehet.

Az *XX* táppontban 90 Ω az impedancia. 70 Ω-os (például 70—10—1 típusú) koaxiális kábellel közvetlenül lehetne táplálni az antennát, az állóhullámarány elfogadható maradna, de ajánlatos ez esetben a kábel szimmetrizálása. Kis mértékű állóhullámok árán 120 Ω-os (például 120 D 10—1 típusú) vezeték is alkalmazható még, de az elektromosan legkedvezőbb megoldás a 240 Ω-os szalagvezetékből kialakított és az *XX* tápponthoz csatlakoztatott negyedhullámú transzformátor (lásd a 6.5. alfejezetben). A talppontban ekkor bőségesen megvan a 600 Ω impedancia, ezért egy 600 Ω-os, tetszés szerinti hosszúságú „tyúklétra" lehet kis veszteséggel a tápvezeték.

A hajlított dipólusokból felépített antenna csak egysávú üzemre alkalmas. A vízszintesen felfüggesztett antennarendszer axiális „átbillentésével" 180°-kal elforgatható a fő sugárzási irány, azonban a mechanikai nehézségek többnyire megakadályozzák e lehetőség valóra váltását. Ugyanilyen eredményekkel függőlegesen is felfüggeszthető az antenna, és a függőleges tengely körül megfelelően elforgatva a lehető legnagyobb erősítéssel képes ez az antenna a szélrózsa minden irányát feltárni.

A két hajlított dipólust szokásos antenna-litzéből készítjük el, és a *D* távolságot a rövidhullámú amatőrsávokra körülbelül 20 cm-re vehetjük. A kereskedelemben kapható szokásos, ultrarövid hullámú szalagvezetékből is elkészíthetjük az egész antennát, de ebben az esetben kisebb teljesítőképességgel kell beérnünk. Minden hosszméretet szorozzunk meg a szalagvezeték rövidülési tényezőjével, és vegyük figyelembe a 10.1.4. pontban elmondottakat. Minthogy a reflektor összekötő vezetéke is megrövidül körülbelül 20%-kal, az *A* távolság szükségszerűen már csak $\lambda/10$ lehet. Ez megváltoztatja az iránydiagramot, és kereken 60 Ω-ra csökkenti le a talpponti ellenállást. Az ilyen kompromisszumos megoldással eszerint egy 60 Ω-os koaxiális kábel közvetlenül is táplálhatja a rendszert.

14.3. táblázat. Méretezési adatok a 14.9. ábra szerinti ZL special antennákhoz

Amatőrsáv	Távolság	Hossz-méret	*R*
MHz	m	m	m
7	5,16 (4,23)	20,57 (16,87)	21,70 (17,80)
14	2,58 (2,12)	10,30 (8,45)	10,85 (8,90)
21	1,72 (1,41)	6,85 (5,62)	7,24 (5,94)
28	1,29 (1,06)	5,09 (4,17)	5,39 (4,42)

A 14.9. ábra szerinti ZL-antenna megépítéséhez szükséges méretadatokat a 14.3. táblázatban találjuk meg. A zárójelben levő értékek a 0,82 rövidülési tényezőjű, ultrarövid hullámú szalagvezetékből összeállított antennákra vonatkoznak, és megadják a sugárzón és a reflektoron a 10.5. ábra szerinti rövidrezáró áthidalás beiktatásának a helyét.

14.2.2. A HB 9 CV-antenna

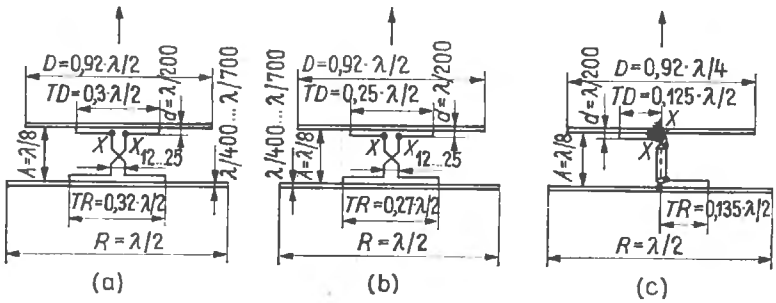
A ZL-antennával rokon megoldás a HB 9 CV-beam. Minthogy R. Baumgartner svájci rádióamatőr dolgozta ki, svájci antennának is nevezzük ezt az ultrarövid hullámú antennát. A HB 9 CV-beam teljes egészében táplált kételemes antennát jelent, és a ZL-beamhez képest sokkal kevesebb anyagot és jóval kisebb helyet igényel. Mindenesetre merev szerkezeti felépítésben, könnyűfém csövekből kell megépítenünk ezt az antennát. A W 8 JK-antenna módján azonban huzalkonstrukciók is lehetségesek.

A HB 9 CV-iránysugárzó kapcsolási rajzát a 14.10. ábrán közöljük. Itt két különböző hosszúságú dipólust helyezünk el egymással párhuzamosan úgy, hogy a közöttük levő távolság $\lambda/6$ legyen. Mindkét dipólus kap gerjesztést, ezenkívül sugárzási csatolás van közöttük. A $\lambda/8$ távolság a lehető legjobb egyoldalas irányhatást hozza létre, ha 225° fáziseltolással gerjesztjük az elemeket. A HB 9 CV-sugárantennában a fázisvezeték keresztezésével 180° fáziseltolást létesítünk, és a futásidő a táppontól kezdve a $\lambda/8$ hosszúságú összekötő vezeték mentén további 45°-ot hoz létre; így kapjuk meg a gerjesztésben szükséges fáziskülönbséget. Ugyanakkor azonban a két antennaelem közötti sugárzási csatolásban is ekkora fáziseltérésre van szükségünk, egyébként a közvetlen táplálás ellen hatna ez a csatolás. Az utóbbi követelmény kielégítésére — akárcsak a Yagi-antennában — megrövidítjük az elülső elemet (direktorhatás), és meghosszabbítjuk a hátsót (reflektorhatás). Ezenkívül az antennaelemek hosszát úgy kell méretezni, hogy a táppontban éppen kompenzálhassuk a reflektor induktív összetevőjét és a direktor kapacitív összetevőjét, továbbá a T-illesztésekkel előidézett meddő összetevőket. Íly módon tisztán hatásos ellenállást kapunk a táppontban, és visszaverődésmentesen táplálhatjuk az antennát.

Mindkét antennaelemet T-illesztések (gamma-illesztések) útján gerjesztjük, és a fázisvezetékkel összekötjük egymással az illesztéseket. A T-tagok a tápvezetéknek megfelelő impedanciát ágaztatják le az elemeken. Íly módon az egész táprendszerben haladóhullámok keletkeznek. Ezért hát felesleges luxus volna költséges csövekből készíteni el a T-tagokat és a fázisvezetékeket. Teljesen kielégítőek az egyszerű, PVC-szigetelésű huzalok, amilyeneket a házi szerelésekhez is használunk (PVC-vel bevont, 2 mm-nél lehetőleg nagyobb átmérőjű tömör huzalok). A fázisvezeték kialakításához HB 9 CV az alábbi követelményeket fogalmazta meg:

a) A vezetők közötti távolság legalább 12 és legfeljebb 25 mm legyen, hogy ne sugározhasson a fázisvezeték. E határokon belül nem kényesek a méretek. Az aránylag rövid, nyolcadhullámú fázisvezeték hullámellenállásának nincs különösebb jelentősége.

b) A fázisvezetéket szigetelni kell, nehogy egy-



14.10. ábra. A HB 9 CV-beam

máshoz vagy más fémes részekhez érjen a két vezető. A PVC-szigetelésű fázisvezetékeket a keresztartótól kissé távol szereljük fel, bár még akkor sem zavarnák észrevehető mértékben az antenna működését, ha ráfektetnők őket a keresztartó felületére, ugyanis műanyag burkolatuk következtében még így is marad közöttük bizonyos távolság.

c) A fázisvezeték elektromos hossza $\lambda/8$ legyen. Mint tudjuk, a szigetelt vezetők mentén kisebb a hullámok terjedési sebessége a fénysebességnél. A PVC-vel szigetelt vezetőkre körülbelül 0,9 a rövidülési tényező, tehát az elektromosan $\lambda/8$ hosszúságú vezető mechanikai hossza körülbelül 10%-kal kisebb. A T-és Γ-tagok úgy vannak elhelyezve az antennaelemek síkjában, hogy az elemek közötti *A* geometriai távolság is $\lambda/8$ legyen. A gyakorlati kísérletek eredményei szerint $\pm 10\%$ eltérések még megengedhetők a fázisvezetékek hosszméretében.

A HB 9 CV-beam 200 W teljesítményig a szokásos, 240 vagy 300 Ω hullámellenállású, ultrarövid hullámú szalagvezetékekkel táplálható, de a tápvezeték hossza legfeljebb 12 m lehet. Sokszor azonban inkább koaxiális kábelt akarunk felhasználni erre a célra. Ilyenkor a T-illesztés helyett a 14.10.(c) ábra szerinti gamma-táplálást alkalmazzuk. A 14.10. ábrán megadott értékek mind a hullámhosszra vonatkoznak, úgyhogy ezek alapján bármilyen frekvenciára kiszámíthatjuk a HB 9 CV-antenna méreteit. A HB 9 CV által kipróbált tapasztalati értékekről van itt szó.

Ha huzalokból például a W 8 JK-antenna mintájára akarjuk összeállítani a HB 9 CV-antennát, a következőkre kell ügyelnünk. A kis sugárzási ellenállás következtében nagy áramok folynak az antennában, úgyhogy lehetőleg minél jobb felületi vezetésű és minél vastagabb huzalokat vegyünk. Hasonlóképpen nagy a feszültség a dipólusok végén, ezért jó és eléggé hosszú szigetelőkre van szükségünk. A huzalból kissé hosszabbra kell vennünk az antennaelemeket, mint a csőanyagból. A reflektor hosszára $1{,}02\lambda/2$, a direktor hosszára pedig $0{,}94\lambda/2$ értéket ajánlunk.

Ha túlságosan nagy állóhullámarányt kapunk, az antennaelemek hosszának kisebb változtatgatásával próbáljuk meg javítani az illesztést. Arra ügyeljünk azonban, hogy a 8% hosszkülönbség feltétlenül megmaradjon a reflektor és direktor között.

A merev (könnyűfém csőből kialakított) elemekkel ellátott HB 9 CV-antenna teljesen kiszámított és ki is próbált méreteit a három nagyfrekvenciás rövidhullámú amatőrsávra a 14.4. táblázatban közöljük.

A *TD* és *TR* szakaszokra három-három számértéket adunk meg. Ez a három adat sorra 300 Ω [14.10.(a) ábra], 150 Ω [14.10.(b) ábra] és 75 Ω [14.10.(c) ábra] tápponti ellenállásra vonatkozik. A HB 9 CV-antenna iránydiagramja elméletileg kardioid alakú. A gyakorlatban is megvalósított HB 9 CV-sugárzók nyílásszöge a vízszintes síkban (az *E*-síkban) kereken 75° volt. Mint az irányjelleggörbén látjuk, a hátrasugárzási csillapítás nagy, átlagosan 20 dB; minthogy pedig — különösen az egyemeletes antennákon — igen nagy mértékben függ attól, hogy a függőleges síkban mekkora a beesési és kisugárzási szög, a gyakorlati üzemben 10 és 40 dB közötti értékeket lehetett mérni. Kifogástalanul felépített HB 9 CV-antennával körülbelül 5 dB nyereségre számíthatunk. A beszámolókban azonban több helyen azt olvashattuk, hogy antennanyereség szempontjából a HB 9 CV jobb a háromelemes Yagi-antennánál.

14.4. táblázat. Méretezési adatok a 14.10. ábra szerinti irányhatású HB 9 CV-antennákhoz

	20 m-es sáv 14 150 kHz	**15 m-es sáv** 21 200 kHz	**10 m-es sáv** 28 500 kHz
A direktor *D* hossza	9,74	6,52	4,84
A reflektor *R* hossza	10,60	7,08	5,26
Az *A* távolság	2,65	1,77	1,32
A *TD* szakasz	3,18/2,65/1,33	2,12/1,77/0,89	1,58/1,32/0,66
A *TR* szakasz	3,43/2,86/1,43	2,29/1,91/0,95	1,70/1,42/0,71
A *d* távolság	0,12	0,09	0,06

Minden adat méterben értendő

14.2.3. Az átkapcsolható, kételemes irányított sugárzó

A 14.11. ábrán egy további, egyirányú hosszsugárzót mutatunk be, ennek azonban a fő sugárzási irányát elektromosan, egyszerű átkapcsolással 180°-kal meg lehet változtatni. Ez az irányhatású antenna két párhuzamos hajlított dipólust tartalmaz. A két antennaelem egyforma hosszúságú, és mindkettőhöz egy-egy ultrarövid hullámú szalagkábel csatlakozik. A hozzávezetéseknek egyforma hosszúaknak kell lenniök, egyébként azonban tetszés szerinti lehet a hosszúságuk. Alsó végüket egy elektromosan $\lambda/4$ hosszúságú, ugyanolyan anyagú vezeték köti össze.

Egy kétsarkú átkapcsolóval vagy megfelelő relével tetszés szerint hol az egyik, hol a másik dipólust lehet a levezetés és a negyedhullámú vezetékdarab összekötési pontjában az adó kimenetéhez csatlakoztatni.

Az antenna működését a 14.11. ábra alapján jól követhetjük. Mindig csak az egyik — mégpedig a sugárzónak óhajtott — antennaelemet kötjük össze a hozzá tartozó szalagvezeték útján közvetlenül az adó kimenetével. A másik antennaelemet is gerjesztjük, de nem közvetlenül, hanem a $\lambda/4$ elektromos hosszúságú kerülővezetéken keresztül. Ily módon ez utóbbi antennaelem 90° fázistolással kapja a táplálást, vagyis mint reflektor működik.

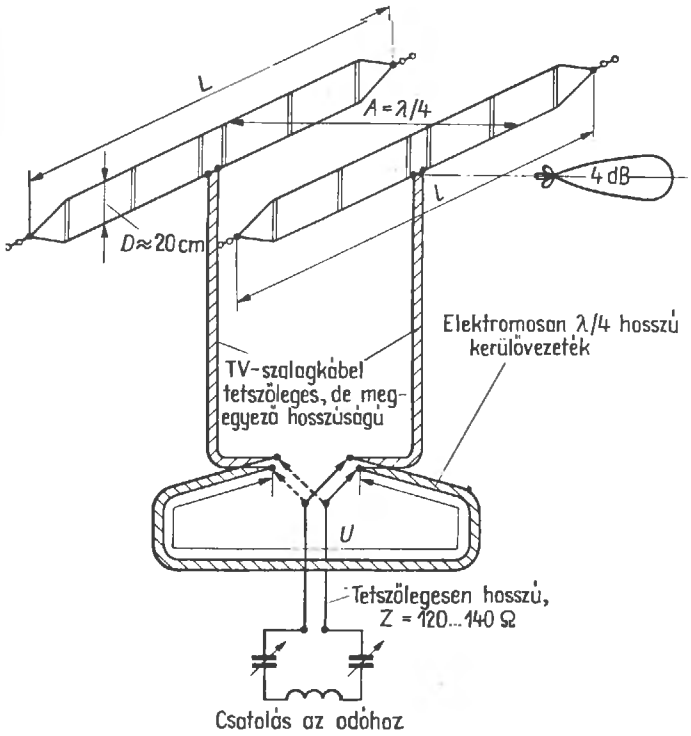
A 14.11. ábrán látható egyszerű átkapcsoló útján 180°-kal átbillenthetjük a fő sugárzási irányt. Az ábrán feltüntetett kapcsolási helyzetben a berajzolt sugárzási irány érvényes.

Az adó végerősítőfokozata és az átkapcsoló közötti vezeték tetszés szerinti hosszúságú lehet, hullámellenállásának azonban 120...150 Ω-nak kell lennie. Különösen jól megfelel erre a célra egy 120 Ω hullámellenállású árnyékolt, szimmetrikus, kéthuzalos (például 120 D 10—1 típusú) vezeték.

14.5. táblázat. A 14.11. ábra szerinti kétemeletes antenna méretezése

Amatősáv	Az L hossz	Az A távolság	A $\lambda/4$ kerülő vezeték hossza
MHz	m	m	m
7	20,57	10,64	8,72
14	10,30	5,32	4,36
21	6,85	3,54	2,90
28	5,09	2,65	2,17

$k = 0{,}82$



Ennek az antennának szintén kardioid alakú az irányjelleggörbéje, hátrasugárzási csillapítása pedig átlagosan 20 dB. Körülbelül 4 dB antennanyereséggel számolhatunk.

Ez a rendszer is csak egysávú üzemre alkalmas. A megépítéséhez szükséges méretadatokat a 14.5. táblázat tartalmazza.

14.11. ábra. Kételemes, irányhatású antenna. A fő sugárzási irány elektromosan változtatható

15.

Egészhullámú hurokkal működő, irányhatású antennák

Az elemenként egészhullámú hurkokat tartalmazó antennák néhány elektromos, mechanikai és gazdasági szempontból is előnyösebbek a ma még sokkal gyakoribb, félhullámú dipólusokkal ellátott antennáknál. Különösen abban az esetben érvényes ez a megállapításunk, amikor a rövidhullámú tartomány nagyobb frekvenciájú részében (a 20, 15 és 10 m-es sávban) alkalmazunk ilyen antennát. Elsősorban az amatőrök körében mutatkozik nemzetközi síkon is egyre nagyobb érdeklődés iránta. Legismertebb képviselője az úgynevezett cubical quad, ezt tekinthetjük az új antennageneráció ősformájának.

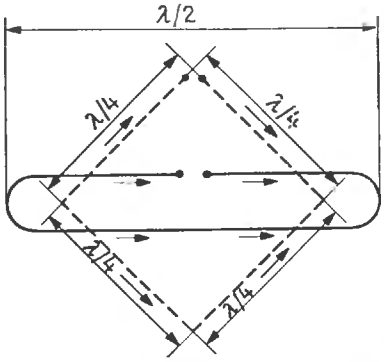
Az első cubical quad keletkezésének egy kis története is van. Az equadori Quitóban 1938-ban felépült a HCJB rádióállomás. A műsoradó antennája eleinte egy négyelemes irányhatású sugárzó volt, és jól is működött, de néhány nap múlva felmondta a szolgálatot. Az Andokban, a körülbelül 3000 m magasan fekvő antenna környékén időnként annyira ionizálódott a levegő, hogy az antennaelemek végén erős koronakisülések keletkeztek, majd ívjelenségekbe mentek át. Olyan nagy volt a hőképződés, hogy leolvadt a vastag alumínium csövek vége, és a megömlesztett fém hatalmas cseppekben hullott a földre. Először úgy segítettek a bajon, hogy 15 cm körüli átmérőjű üreges rézgolyókat szereltek az antennaelemek végére. Annyit el is értek vele, hogy most már sokkal ritkábban, csak párás időben jelentkeztek koronakisülések.

A műsoradó állomás egyik mérnöke, Clarence C. Moore — egyébként W 9 LZX — arra a gondolatra jutott, hogy zárt, egészhullámú dróthurkok alkalmazásával teljesen kiküszöbölhetné a koronajelenséget. Így jött létre 1942-ben Quitóban az első cubical quad. Nemcsak hogy megszüntette a koronakisüléseket, hanem egyszerű és kis helyigényű felépítése ellenére kitűnő sugárzónak is bizonyult. Ma már a rövidhullámú amatőrök legkedveltebb antennájává vált, és nem ok nélkül szokás a DX-antennák királynőjének nevezni.

15.1. A quadelem

Az egészhullámú hurok legismertebb változata a hajlított dipólus (lásd a 4.1. alfejezetben). Belőle vezethetjük le a quadelemet és további változatait is.

Ha egy vízszintes elhelyezésű hajlított dipólust a 15.1. ábra szerint függőlegesen széthúzunk, egy olyan négyzetet alakíthatunk ki belőle, amelyben



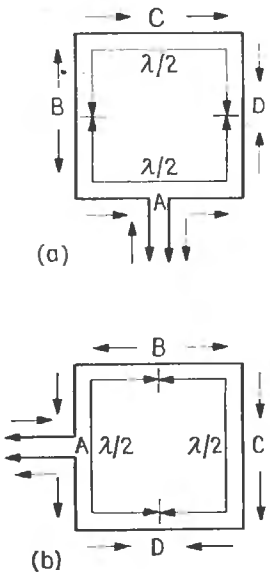
15.1. ábra. A quadelem származtatása a hajlított dipólusból

mindegyik oldal hossza $\lambda/4$, és amelyet a függőleges síkban az egyik csúcsára állítottunk. Az árameloszlás — mint a berajzolt nyilakon is láthatjuk — ugyanaz marad ezen a deformált hajlított dipóluson is, mint ahogyan az eredeti alakban tapasztalhattuk. A négyzetes alakú, egészhullámú antennaelem két árammaximuma azonban már nincs olyan szoros csatolásban egymással, mint a hajlított dipólusban, mert kereken $0{,}35\lambda$ távolságra kerül egymástól. Ennek következtében megváltozik a hajlított dipólus esetéhez képest az irányjelleggörbe is, és körülbelül 120 Ω-ra csökken a talpponti ellenállás.

Az egészhullámú quadelemet két egyenlő fázisban gerjesztett félhullámú dipólus emeletes elrendezésének tekinthetjük, és a dipólusrés legegyszerűbb alakját ismerhetjük fel benne. Az ilyen rendszerek, mint tudjuk, nyalábbá egyesítik a *H* síkban a sugárzást (lásd a 13.2. alfejezetet), vagyis a félhullámú dipólushoz képest a vízszintesen polarizált quadelemnek nyeresége van, hiszen a függőleges síkban csökkent a nyílásszög. Az ARRL (American Radio Relay League) laboratóriuma mérésekkel is alátámasztotta ezt a megállapítást, és kimutatta, hogy a 15.1. ábrán szaggatott vonallal berajzolt egyszerű quadelem antennanyeresége a félhullámú dipólusra vonatkoztatva 1 dB.

A rombusz alakú quadelemről azonban el kell még mondanunk, hogy ma már nagyon ritkán találkozhatunk vele. A gyakorlatban kiderült ugyanis, hogy az egyik csúcsára állított antennaelemnek minden más, egészhullámú hurokhoz képest észrevehetően rosszabbak a sugárzási tulajdonságai. Hogy ez miért van így, eddig még nem sikerült egyértelműen tisztázni. Minthogy azonban az antennaelem alsó fele az árammaximum helyén felfelé hajlik, felső felén pedig lefelé mutatnak a szárak, sejteni lehet, hogy ez a körülmény kedvezőtlenül befolyásolja a sugárzási viszonyokat.

A gyakorlatban is elkészített quadantennák túlnyomó többsége a 15.2. ábra szerinti felépítést követi. A berajzolt nyilak világosan megmutatják, hogy a 15.2.(a) ábra szerinti vízszintes szakaszok és a 15.2.(b) ábra szerinti függőleges szakaszok egyenlő fázisban kapják a gerjesztést, amiből egyértelműen következik a lineáris polarizáció. Az *A* betáplálási pontokban ugyanazok az áramviszonyok uralkodnak, mint bármelyik félhullámú dipólusban. Az árammaximum helyén tápláljuk a sugárzót, a két dipóluságban egyenlő fázisú a gerjesztés (az áramnyilak ugyanabba az irányba mutatnak). Az A táppont felé eső két dipóluság B és D külső végén csomópontja van az áramnak, vagyis megváltozik itt az áramirány (lásd a nyilakat). Ezáltal az A és C szakasz egyenlő fázisban kapja a gerjesztést, míg a B és D szakaszok fordított fázisúak. Ez azt jelenti, hogy a 15.2.(a) ábra szerint egyértelműen vízszintes a polarizáció, hiszen a vízszintes oldalak gerjesztése azonos fázisú. A 15.2.(b)



15.2. ábra. Árameloszlás négyzetes quadelemeken: (a) vízszintes polarizációval; (b) függőleges polarizációval

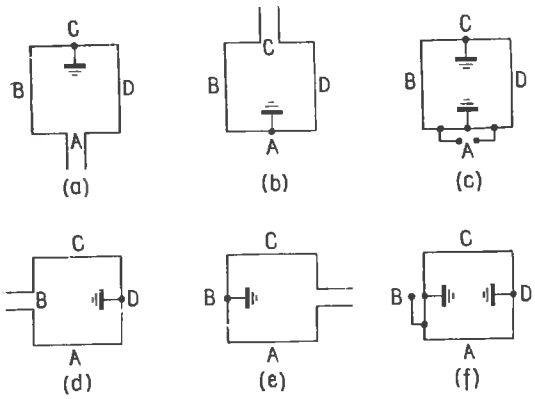
ábrán viszont az egyik függőleges oldalon van a betáplálás, és itt a vízszintes szakaszok vannak ellenfázisban. Az utóbbi esetben egyértelműen függőleges polarizációt kapunk. Így tehát az A betáplálási pont megfelelő kijelölésével meg lehet szabni a quadelem polarizációját, és ez erre vonatkozó szabályok a következők:

— betáplálás egy vízszintes oldalon = vízszintes polarizáció;

— betáplálás az egyik függőleges oldalon = függőleges polarizáció.

A quadelemben pontosan a tápponttal szemben feszültségminimumot kapunk, úgyhogy itt minden hátrányos következmény nélkül földelhetünk. A 15.3. ábrán áttekintést kapunk a vízszintes és a függőleges polarizációjú quadelemek táplálásáról és földeléséről. A működés szempontjából az teljesen közömbös, hogy a vízszintes polarizációhoz az A vagy a C pontban, illetve hogy a függőleges polarizációhoz a B vagy a D pontban tápláljuk az antennaelemet, aminek a gyakorlati konstrukció szempontjából lehet jelentősége. Ha a 15.3.(c)

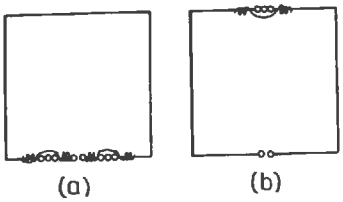
ábra szerint T-illesztéssel tápláljuk az antennát, vagy ha gamma-illesztéssel dolgozunk, nincs leválasztva az antennaelem, és az A és C, illetve B és D pontokban fémes érintkezéssel közvetlenül hozzáerősíthetjük a tartóoszlophoz.



15.3. ábra. A négyzetes quadelem polarizációja és földelési lehetőségei:
(a) és (b) vízszintes polarizációval; (c) vízszintes polarizáció és T-illesztés; (d) és (e) függőleges polarizációval; (f) függőleges polarizáció és gamma-illesztés

A táplált quadelem kerülete a rezonancia eléréséhez elméletileg 1λ. A szokásos dipólusokkal kapcsolatban fizikai okok miatt mechanikailag mindig megrövidül a hullámhosszhoz képest az antenna vezetője, a quadelemekkel kapcsolatban azonban nem ilyen rövidüléssel kell számolnunk. A különböző vizsgálatok egybehangzóan arra az eredményre vezettek, hogy a quadelemek rövidülési tényezője nagyobb 1-nél, vagyis hogy rövidülési tényező helyett itt hosszabbodási tényezővel van dolgunk. Ez a megállapítás minden zárt, egészhullámú hurokra és minden hullámtartományra érvényes. A hosszabbodási hatást azzal a ténnyel magyarázhatjuk meg, hogy az egészhullámú zárt huroknak az egyenes dipólussal ellentétben nincsenek szabad végei, ezért nagyon csekély a szélek kapacitív hatása (lásd a 3.1.5. pontban). Ezenkívül hosszabbító hatású az is, hogy szögben behajlítjuk a huzalt. Ehhez hasonló esettel van dolgunk a hajlított dipólussal kapcsolatban is, amikor nem vesszük figyelembe a rezonanciahossz számításában a két párhuzamos vezető közötti távolságot meghatározó összekötő vezetékszakaszokat. E huzaldarabok figyelembevételével ugyanis a hajlított dipólus vezetőjének teljes hossza is meghaladja a hullámhosszt (λ értékét). A quadelemre vonatkozólag a hullámhossz 1,02...1,03-szorosával vesszük egyenlőnek a teljes kerületet. Régebben többnyire túlságosan kicsik voltak a quadantenna oldalhosszára közölt értékek, és az ezek alapján méretezett rendszerekben vakvezetékekkel (csonkokkal) kellett kikényszeríteni a rezonanciát.

A huzalból kialakított quad egyszerű lehetőséget nyújt a rezonancia utólagos pontos beállítására (15.4. ábra). E lehetőség kihasználásához a szükségesnél valamivel rövidebbre vesszük a huzal teljes hosszát, a betáplálási pont két oldalán beiktatunk egy-egy szabadon függő szigetelőt, és egy huzaldarabbal áthidaljuk őket. A hurokszerűen kialakított huzaldarabok hosszabbítgatásával és rövidítgetésével lehet a finombeállítás során pontosan megkapni a kívánt rezonanciát. A táppontal szemben levő oldalon ugyanilyen eredménnyel, de olcsóbban érhetjük el a 15.4.(b) ábra szerint a behangolást: itt ugyanis csak egy szigetelőre és csak egy beállítóhurokra van szükség.



15.4. ábra. Huzalból kialakított hurok mint segédeszköz a négyzetes (quad-) elem hangolásához

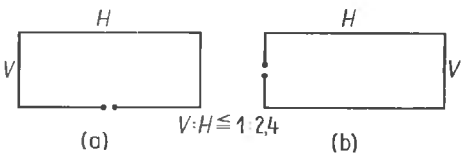
Rezonanciaeltolódásokkal általában minden rövidhullámú antennán számolnunk kell, mert ebben a hullámtartományban rendszerint nem lehet olyan magasságban felszerelni az antennát, hogy elhanyagolható maradjon a talaj és a környezet hatása. Minél közelebb van az antenna a talajhoz, annál nagyobb mértékben tolódik el a kisebb frekvenciák irányában a rezonanciafrekvencia. Hasonló módon befolyásolja a talaj közelsége a talpponti ellenállást is. Az emeletes rendszerben alkalmazott quadelem nem olyan érzékenyen reagál a talajviszonyokra, mint az egyszintes antenna, de azért ez esetben is lehetőleg minél magasabban kell felszerelni a talaj fölött.

A szerelési magasság növelésével egyre csökken a függőleges síkban a fő sugárnyaláb emelkedési szöge, amelynek egyébként igen fontos szerepe van a nagy hatótávolságokat eredményező ionoszférikus terjedésben. Ezért arra kell törekednünk, hogy a félhullámnál lehetőleg minél nagyobb legyen a quad talpponti magassága. A hullámhossznak megfelelő vagy ennél nagyobb magasságban felszerelt quad kisugárzását gyakorlatilag már nem befolyásolják a talajviszonyok. A függőleges síkban

aránylag kis emelkedési szög előnyei természetesen csak akkor érvényesülhetnek, ha vízszintes polarizációjú a quad. Függőleges polarizáció esetén vízszintes irányú a *H* sík. Ezért, de mechanikai okok miatt is nagyon ritka a függőlegesen polarizált quad.

15.2. A téglány

A 40 és a 80 m-es sávban is sokszor van szükség az egészhullámú hurok előnyeinek kihasználására. A 80 m-es quadelem felszereléséhez azonban legalább két, egyenként 25 m magas tartóoszlopot kellene felállítani. Ezért a kísérletezgető rádióamatőrök megállapították, mekkora függőleges rövidülésig maradnak kedvezőek az egészhullámú hurok kisugárzási tulajdonságai. Minthogy azonban a rezonanciát fenn kell tartani, a függőleges rövidülést vízszintes hosszabbítással ki kell egyenlíteni. Így jött létre a 15.5. ábra szerinti, derékszögű



15.5. ábra. Az egészhullámú téglalap:
(a) vízszintes polarizációval; (b) függőleges polarizációval

négyszög alakú egészhullámú hurok. Az amatőrirodalomban röviden oblongnak szokás nevezni (oblong angolul téglalapot jelent). G 6 LX megépített és ki is próbált a 80 m-es sávban egy ilyen téglányelemet, és a következő eredményekre jutott:

A helyi viszonyoknak megfelelően *V* és *H* aránya 1 : 2,4 lett, a függőleges oldalak *V* hosszát 12,20, a vízszintes oldalak *H* hosszát pedig 28,25 m-re kellett venni. Eszerint a hurok teljes kerülete 80,90 m. Az alsó függőleges szakasz alig 3 m-re volt a talajtól ($\approx \lambda/27$!). A sugárzó mért rezonanciafrekvenciája 3670 kHz. A hiullámhosszhoz képest ez egy kismértékű mechanikai rövidülést jelent, aminek oka bizonyára a talaj közelsége. Ha tehát ugyanilyen oldalaránnyal meg akarunk építeni és a talaj felett igen kis magasságban felszerelni egy ilyen antennát, az előbbi számadatokból a

$$\textit{teljes kerület} = \frac{297}{f}\ \text{m} \qquad (15.1)$$

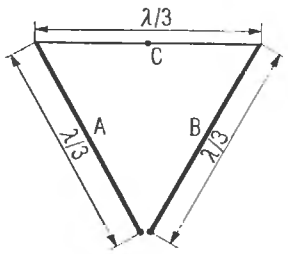
méretezési képletet vezethetjük le a számításokhoz. Az *f* MHz-ben helyettesítendő.

Vízszintes polarizációval [15.5.(a) ábra] a talpponti impedancia 115 Ω, a rezonanciafrekvenciától ±150 kHz távolságon belül nem emelkedik 1,5 fölé az állóhullámarány értéke. Ugyanennek az antennának a függőleges polarizációra való átállítása [15.5.(b) ábra] a tápponti impedancia csökkenését vonta maga után, úgyhogy egy 70 Ω-os koaxiális kábel felhasználásával közvetlenül lehetett táplálni az antennát. Ezenkívül a vízszintes polarizációhoz képest jelentős mértékben megnőtt a sávszélesség. Ezzel a 80 m-es téglánnyal G 6 LX kitűnő DX-eredményeket ért el, és az egyszerűbb táplálhatóság figyelembevételével többnyire függőleges polarizációt alkalmazott. A közepes távolságú rádióforgalomban valamivel kedvezőbbnek bizonyul a vízszintes polarizáció, a DX-forgalomban azonban nem voltak ilyen különbségek. Hasonlóan jó DX-eredményeket tudtak elérni a 80 m-es téglánnyal skandináviai rádióamatőrök is.

Az 1 : 2,4 aránynál lehetőleg kisebbre kell venni a derékszögű négyszög oldalainak arányát. Ha a vízszintes szakaszok további rövidítésével nagyobbra vesszük az oldalak arányát, elvész a kívánatos „lapos" kisugárzás, megnő a talpponti ellenállás, és normális hajlított dipólussá alakul át az oblong.

15.3. A deltahurok

Legelőször még 1967-ben, W 6 DL javasolt a quadelem továbbfejlesztésével egy háromszög alakú egészhullámú antennaelemet, és tőle származik a delta loop elnevezés is. Mint a 15.6. ábrán látjuk,



15.6. ábra. A deltahurok

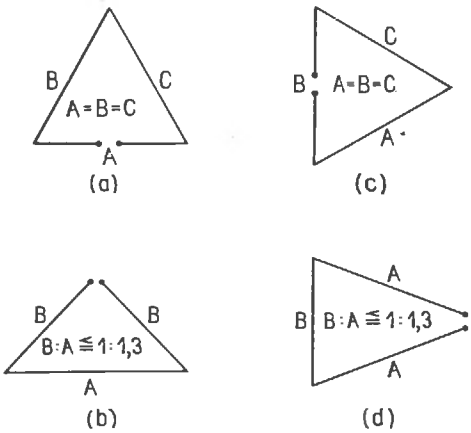
egyenlő oldalú háromszögről van szó, az oldalak hossza $\lambda/3$. A háromszög az egyik csúcspontján áll, és rendszerint ebben a talppontban kapja a táplálást. Az ilyen konstrukció megtartja önmagát,

tehát kevesebb anyagot tesz szükségessé, mint a quad, ezenkívül további mechanikai előnyei is vannak. Az A és B oldalakat mindenesetre valamilyen merev anyagból, például erős könnyűfém csőből kell elkészíteni, míg a függőleges C oldal huzalból is lehet. A megkövetelt $\lambda/3$ oldalhossz mechanikai határokat szab az önhordozó delta loop szerkezetre, úgyhogy ilyen antennákat csak a 10 és 15 m-es sávban lehet alkalmazni.

Bebizonyosodott, hogy az egészhullámú deltahurok minden elektromos tulajdonság szempontjából egyenértékű az egészhullámú quadelemmel. A szerelési magasságtól függően 90... 110 Ω a talpponti ellenállás értéke. A könnyűfémből gyártott, nagy felületű csövek felhasználásával a vékony huzalelemekhez képest csökkenteni lehet a szkínhatástól származó nagyfrekvenciás veszteségeket, és úgy látszik, hogy a sávszélesség tekintetében is előnyösebb a quadelemnél a delta loop. A 15.6. ábra szerinti delta loop rezonanciahosszát a quadelemekre is érvényes

$$\textit{teljes kerület} = \frac{306{,}6}{f}\,\text{m} \qquad (15.2)$$

méretezési képlet alapján lehet kiszámítani. Az f frekvencia MHz-ben helyettesítendő. Ennek előfeltétele azonban az, hogy az antennaelem legalább $\lambda/2$ magasságban legyen a talaj fölött.



15.7. ábra. A deltahurok változatai

Az egészhullámú háromszögelemet is kipróbálták már, és különféle változatokban alkalmazzák az amatőrök a kisebb frekvenciákat tartalmazó amatőrsávokban. Néhány jól bevált változatát a 15.7. ábrán láthatjuk. Ezek a változatok a 80 és 40 m-es sávra huzalanyagból készültek el, és a helyi adottságoknak megfelelően változik az alakjuk. Az (a) és a (b) változat vízszintes polarizációjú, a (c) és (d) viszont függőleges polarizációval működik. A függőleges rövidülés következtében a (b) és (d) már nem egyenlő oldalú háromszög. Ezzel kapcsolatban vigyáznunk kell arra, hogy a B: A arány legfeljebb 1 : 1,3 legyen. Minthogy ezek a változatok az üzemi hullámhosszhoz képest aránylag kis magasságban vannak a talaj fölött, a tápponti impedancia olyan értéket vesz fel, hogy 70 Ω-os kábellel közvetlen táplálás válik lehetségessé.

Az itt ismertett egyszerű egészhullámú hurkok irányjelleggörbéje nagyjából mind egyforma. Ezek az antennák szélesebbik oldalukból két irányban sugároznak, az E síkban körülbelül 80° a nyílásszögük, a H síkban kisebb nyalábolás tapasztalható. A vízszintesen polarizált huroknak kismértékben egyúttal függőleges polarizációjú sugárzási összetevői is vannak, és az utóbbiak a fő sugárzási irányra merőleges irányban terjednek. A függőleges polarizált hurok ennek megfelelően vízszintes polarizációjú káros keresztsugárzást is kibocsát.

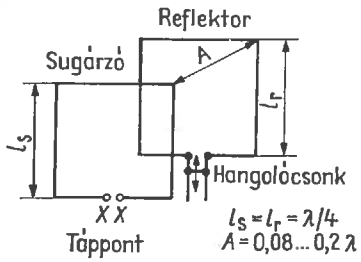
15.4. Reflektoros egészhullámú hurok

Az egészhullámú hurkok egyszerű alapformáiból egy hasonló felépítésű reflektor vagy direktor hozzáadásával rendkívül hatékony egyirányú sugárzók készíthetők. Az antennanyereség ily módon körülbelül 5 dB-lel nő meg, de a többletköltségek aránylag csekélyek, és az átalakítás nem okoz semmilyen különösebb konstrukciós vagy mechanikai nehézséget.

15.4.1. A cubical quad

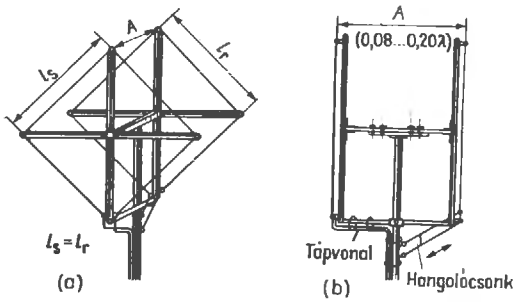
Mint a DX-forgalom irányhatású antennája, a cubical quad határozott hírnévre tett szert az amatőrök körében. Változatos felépítését a 15.8. ábrán láthatjuk. A táplált hurok egy quadelem a 15.2.(a) ábra szerint. Ettől $A = (0{,}08 \ldots 0{,}25)\lambda$ távolságra még egy ugyanilyen huzalnégyszögre bukkanunk; az utóbbit azonban többnyire egy hangolócsonk felhasználásával úgy szokás beállítani, hogy reflektor módjára viselkedjék. Ez a csonk további induktivitást képvisel, és létrehozza a reflektornak megfelelő működéshez szükséges induktív fáziseltolást. Előnye, hogy a változtatható helyű

áthidaló rövidzárral nagyon pontosan be lehet állni a lehető legnagyobb hátrasugárzási csillapításra. Újabban azonban egyre gyakoribbá válik a csonk nélküli, önmagában zárt huzalnégyszögnek megfelelő alakú reflektor, ugyanis közben már elég pontosan meg lehetett állapítani a legkedvezőbb reflektorhatás eléréséhez szükséges oldalhosszak nagyságát.



15.8. A cubical quad felépítési vázlata

Az antenna tartószerkezetének kialakítására több lehetőségünk van. Ha 10 vagy 15 m hullámhosszra egysávú quadelemet akarunk készíteni, beérhetjük csomómentes, impregnált falamezekkel és kör keresztmetszetű rúdanyaggal, egy kevés vasborítással. A 20 m-es quad tartóit bambusznádból kell elkészíteni, hogy kisebb legyen a súlyuk, ne törjenek, és rugalmasak legyenek. Ennél is jobbak erre a célra az üvegszállal erősített poliészter rudak, amelyekből a horgászrudak készülnek. A tartóállványokra különböző megoldásokat a 18.8. és a 18.9. alfejezetben ismertetünk. Ugyanitt egyúttal tanácsokat is adunk az állványok elkészítéséhez.



15.9. ábra. Konstrukciós javaslat az egyszerű cubical quad kialakítására:
(a) elölnézet; (b) oldalnézet

A 15.9. ábrán az egyszerű, rombusz alakú cubical quad szerkezeti felépítésére adunk egy megoldást. Ugyanígy építhetjük meg az egyik oldalára fektetett, négyzetes alakú antennát is, ha a tartókarokat 45°-kal axiálisan elforgatjuk, és a vízszintes szakasz középén jelöljük ki a táppontot. Az utóbbi felépítés kedvezőbb sugárzási viszonyokat teremt, ezért szinte kizárólagossá vált a használata. Műanyagzsinóros kifeszítéssel megnövelhetjük a konstrukció stabilitását. Még jobbak az üvegselyemmel beszőtt feszítőzsinórok, mert nem nyúlnak. A műanyag rúadanyagból vagy bambusznádból elkészített szigetelők nélkül lehet rászerelni az antennahuzalt. Könnyűfém, csövekből is elkészíthetjük azonban a tartókarokat, és végükre körülbelül 20 cm hosszú műanyag szigetelőket szerelhetünk.

Az antennához felhasznált rézhuzalok vagy litzehuzalok átmérője különösebben nem befolyásolja az antenna elektromos működését. Mechanikai okok miatt azonban legalább 1,5 mm-re ajánlatos venni a huzalok átmérőjét. A litze-huzal hajlékonyabb, jobban lehet vele bánni. Az alkalmazandó huzalokon vagy litzéken műanyag burkolat is lehet.

Mint a 15.1. alfejezetben láttuk, a rezonáns egészhullámú quadelem kerületének nagyobbnak kell lennie a hullámhossznál. A cubical quad táplált elemére vonatkozólag a rezonanciahullámhosszhoz képest 1,015...1,020 hosszabbítási tényezővel számolhatunk. A reflektorelem kerülete megegyezhet a táplált elem kerületével, de ebben az estben egy hangolócsonkkal meg kell hosszabbítanunk indukció útján. Újabban azonban inkább elhagyjuk ezt a hangolócsonkot, és ténylegesen megnöveljük a reflektor kerületét. Ez esetben a reflektor kerületének hossza $1{,}113\lambda$. A cubical quad rezonanciaméretezésére itt közölt képletek a rövidhullámok egész tartományában felhasználhatók az antennák méretezésére.

Táplált elem

$$\textit{Teljes kerület} = \frac{304{,}6}{f}\ \text{m}. \qquad (15.3)$$

$$\textit{Oldalhossz} = \frac{76{,}15}{f}\ \text{m}. \qquad (15.4)$$

Reflektorelem

$$\textit{Teljes kerület} = \frac{334}{f}\ \text{m}. \qquad (15.5)$$

$$\textit{Oldalhossz} = \frac{83{,}5}{f}\ \text{m}. \qquad (15.6)$$

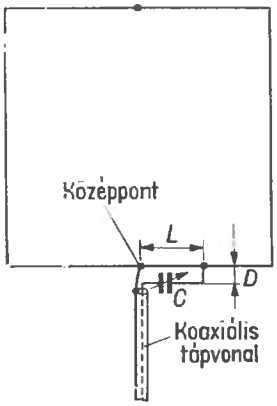
Az f frekvenciát MHz-ben kell behelyettesíteni.

A reflektor A távolsága aránylag csekély mértékben befolyásolja a rendszer antennanyereségét. Az elérhető legnagyobb nyereség 5,7 dB, az ennek megfelelő távolság: $A = 0{,}12\lambda$. Ha ehhez képest

növeljük vagy csökkentjük a reflektor távolságát, az antennanyereség csak lassan csökken, úgyhogy például 0,08λ vagy 0,22λ távolsággal még 5,2 dB-re számíthatunk.

A legnagyobb antennanyereségnek megfelelő 0,12λ reflektortávolsággal megvalósított cubical quad sugárzási ellenállása kereken 70 Ω, de ehhez az is szükséges, hogy a talaj fölött λ/2 magasságban legyen az antenna. Ha például lecsökkentjük ezt a magasságot a hullámhossz negyedére, a sugárzási ellenállás körülbelül 40 Ω-ra csökken. Nagyon kedvező az $A = 0{,}1\lambda$ távolság, mert ebben az esetben 5,6 dB antennanyereséggel 60 Ω talpponti ellenállást kaphatunk, és így egy 60 Ω-os koaxiális kábellel közvetlenül táplálhatjuk az antennát. Ekkor persze aszimmetrikus tápvezetéket csatlakoztatunk a szimmetrikus cubical quadhoz, és számíthatunk az ismert következményekre, nevezetesen a koaxiális kábelen a köpenyhullámokra; az iránydiagramban pedig kisebb „bandzsalításra" Ennek ellenére egyes amatőrök ragaszkodnak ehhez a közvetlen tápláláshoz, és a hátrányos következmények elhanyagolhatók maradnak.

A koaxiális tápkábel alkalmazásához kedvezőbb körülményeket teremt a 15.10. ábra szerinti gamma-illesztés (lásd a 6.3. alfejezetben). Itt a táplált elem is egy önmagában zárt huzalnégyszög. A gamma match révén pontos illesztést kap a kábel, a



15.10. ábra. Táplált négyzetes (quad-) elem gamma-illesztéssel

szükséges szimmetriaátalakítás is megvan, egyúttal kompenzáljuk a sugárzási ellenállásban az antenna környezetének minden hatását. A gamma-tagot körülbelül 2 mm átmérőjű huzalból készíthetjük el. Az antennavezető felé egy kis műanyag betéttel rögzítjük a *D* távolságot, mégpedig úgy, hogy ne legyen 50 mm-nél nagyobb. A beállítások elvégzése után kicserélhetjük a forgókondenzátort egy megfelelő kapacitásértékű, nem változtatható kondenzátorra. Az egyes amatőrsávokra a 15.1. táblázatban közöljük a gamma-tag ajánlott *L*

15.1. táblázat. Méretezési adatok a 15.8. és a 15.9. ábra szerinti cubical quad antennához

Amatőrsávok	**20 m** 14 100 kHz	**15 m** 21 200 kHz	**10 m** 29 000 kHz
Méretek a reflektorcsonkkal			
l_s oldalhossz	5,40	3,60	2,62
l_r oldalhossz	5,40	3,60	2,62
A reflektorcsonk hossza	1,50	1,00	0,70
Méretek rezonáns reflektorral			
l_s oldalhossz	5,40	3,60	2,62
l_r oldalhossz	5,92	3,92	2,88
Az antennaelemek A *távolsága*			
$0{,}08\lambda$ ($G \approx 5{,}2$ dB; $Z \approx 45$ Ω)	1,83	1,22	0,91
$0{,}10\lambda$ ($G \approx 5{,}6$ dB; $Z \approx 60$ Ω)	2,25	1,50	1,12
$0{,}12\lambda$ ($G \approx 5{,}7$ dB; $Z \approx 72$ Ω)	2,68	1,79	1,33
$0{,}15\lambda$ ($G \approx 5{,}6$ dB; $Z \approx 85$ Ω)	3,20	2,12	1,60
$0{,}20\lambda$ ($G \approx 5{,}4$ dB; $Z \approx 110$ Ω)	4,25	2,83	2,12
A 15.10. ábra szerinti gamma-illesztés méretei			
L hossz	0,90	0,70	0,46
C kapacitás	100 pF	75 pF	50 pF
Minden hosszméret méterben értendő			

hosszát, és azt is, hogy mekkora legyen a *C* forgókondenzátor legnagyobb kapacitásértéke.

A cubical quad antenna kipróbált méretezési adatait is közöljük a 15.1. táblázatban, és a hangolható reflektorral ellátott antennákon kívül itt olyan változatokat is figyelembe vettünk, amelyek rezonáns reflektorelemet tartalmaznak.

A cubical quad rövidhullámú változataira régebben megadott, rendkívül nagy (11 dB-t is elérő) antennanyereségek minden bizonnyal hibás méréseken alapulnak, például távolsági forgalomban kapott hangerősségeket hasonlítottak össze az illetők, vagy esetleg ismeretlen inhomogenitások (talán visszaverődések) voltak a környezetben, és ezek meghamisították a méréseket. Mint tudjuk, a rövidhullámú antennákon rendkívül nehéz abszolút nyereségméréseket végezni; az amatőr aligha képes a szükséges magasságban felszerelni az antennát vagy a megfelelő homogén térről gondoskodni a helyszínen. Egyszerűbben érjük el célunkat úgy, hogy méteres vagy deciméteres hullámokra méretezzük az antennát, és ezen a változaton végezzük el a mérést. A modelltörvény lehetővé tesz ilyen eljárást. Ily módon abszolút megállapításokat tehetünk, és eredményeink rövidhullámon is teljes mértékben érvényesek lesznek. Arra vonatkozólag azonban, hogy a távolsági forgalomban gyakorlatilag mennyire lesz alkalmazható a rövidhullámú antenna, ezek az abszolút nyereségadatok nem sokat árulnak el. Mint a 2.2.2. és a 3.2.2. pontokban elmagyaráztuk, a távolsági terjedés az ionoszférában bekövetkező visszaverődéseken alapul, és elsősorban az a fontos itt, hogy minél nagyobb legyen az ugrástávolság. Ebből az következik, hogy minél kisebb értéken kell tartani a *H* síkban a fősugár függőleges emelkedési szögét.

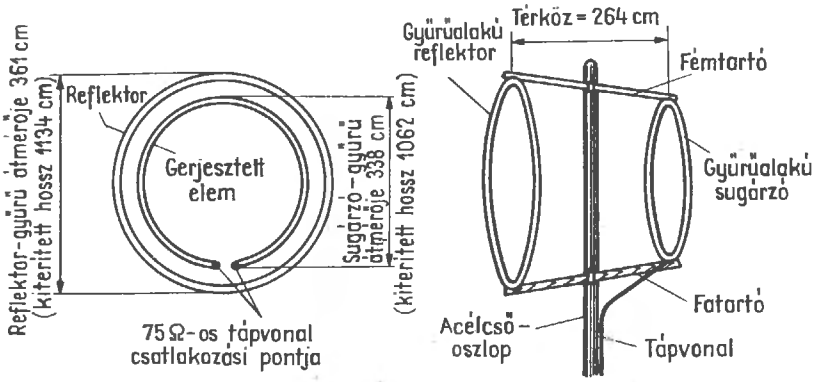
Az egymás fölé helyezett elemekből álló és vízszintesen polarizált emeletes antenna nyalábot képez a *H* síkban, és a függőleges síkban kisebb emelkedési szögben sugároz, mint az ugyanakkora nyereségű és ugyanabban a magasságban felszerelt egyszintes antenna. A cubical quad mechanikailag még jól megvalósítható emeletes antenna a rövidhullámok tartományában (a DX-sávokra), és mint irányhatású antenna elforgathatóan is megépíthető.

Az vitathatatlan, hogy a rövidhullámú távolsági forgalomban legalább olyan előnyösen alkalmazható a cubical quad is, mint a nagyobb nyereségű háromemeletes Yagi-antenna. Gyakorlatilag a DX-forgalomban sokszor egészen nagy eltérések mutatkoznak a cubical quad javára, aminek kizárólagos oka, hogy a függőleges síkban aránylag kicsi a fő sugárnyaláb emelkedési szöge, vagyis nagy az ugrástávolság.

15.4.2. A ringbeam

A ringbeam főként csak abban különbözik a cubical quad antennától, hogy nem négyszögletes, hanem gyűrű alakú elemeket tartalmaz (15.11. ábra). Aki figyelmesen végigolvasta a quadelem működéséről elmondottakat, magától is rájön arra, hogy a sugárzás tekintetében sem viselkedhet másként a ringbeam, mint a cubical quad.

Az egészhullámú huroknak kiképzett ringbeam alulról vagy felülről táplálva egyértelműen vízszintes polarizációval sugároz, akárcsak a cubical quad, oldalsó betáplálása pedig függőleges polarizációt eredményez. A ringbeam antennanyereség és a költségek szempontjából is nagyjából megfelel



15.11. ábra. Kételemes ringbeam a 10 m-es sávra

az ugyanannyi elemet tartalmazó cubical quadnak. A ringbeamhez szükséges cső vagy megfelelő szilárdságú tömör anyag azonban drága, és mechanikai tekintetben valamivel nehezebb a ringbeam megépítése. Valószínűleg ez az oka annak, hogy Európában ez az antennafajta mind ez ideig még nem tudott nagyobb mértékben elterjedni.

15.4.2.1. A kételemes ringbeam

A 15.11. ábrán a 10 m-es sávra egy kételemes ringbeamet láthatunk. A reflektor zárt gyűrűt alkot és $\lambda/4$ távolságra van a tápvezeték csatlakozási pontjában felhasított, gerjesztett elemtől. A táppponti ellenállás a közölt adatok szerint kereken 75 Ω. A felső, vízszintes tartó fémből is lehet, és szigetelőbetét nélkül lehet hozzáerősíteni az antennaelemeket. Az alsó tartórúd impregnált keményfa léc. Még jobban megfelel azonban erre a célra a PVC-cső, mert igen könnyű és nem korrodeál. Körülbelül 5 dB antennanyereséggel lehet számolni. A rezonanciaméreteket a 19.5. ábrán találjuk meg. Ha más rezonanciafrekvenciákra akarjuk elvégezni a méretezést, az átszámításhoz a következő képleteket használhatjuk fel:

$$A\ táplált\ elem\ kerülete = \frac{307}{f}. \qquad (15.7)$$

$$A\ reflektor\ kerülete = \frac{329}{f}. \qquad (15.8)$$

A hosszméretek mindenhol m-ben, az f frekvencia MHz-ben értendő.

15.4.2.2. A háromelemes ringbeam

A 10 m-es sávra még éppen elképzelhető egy háromelemes ringbeam is. Ezt a jó teljesítőképességű, irányhatású antennát a 15.12. ábrán láthatjuk.

A beírt számértékek itt is a 10 m-es sávra vonatkoznak. Minthogy a rendszer talpponti ellenállása nagyon kicsi, a tápvezeték illesztéséhez omega match szükséges (lásd a 6.4. alfejezetet). Itt minden rész fémből lehet, az antennaelemek alsó és felső tartója is, és az antennaelemeket alul is, felül is minden szigetelés nélkül lehet a fémtartóhoz erősíteni. Magától értetődik, hogy a kételemes ringbeamhez is alkalmazhatunk omega-illesztést, hogy ebben az esetben is fémből készíthessünk el minden részt.

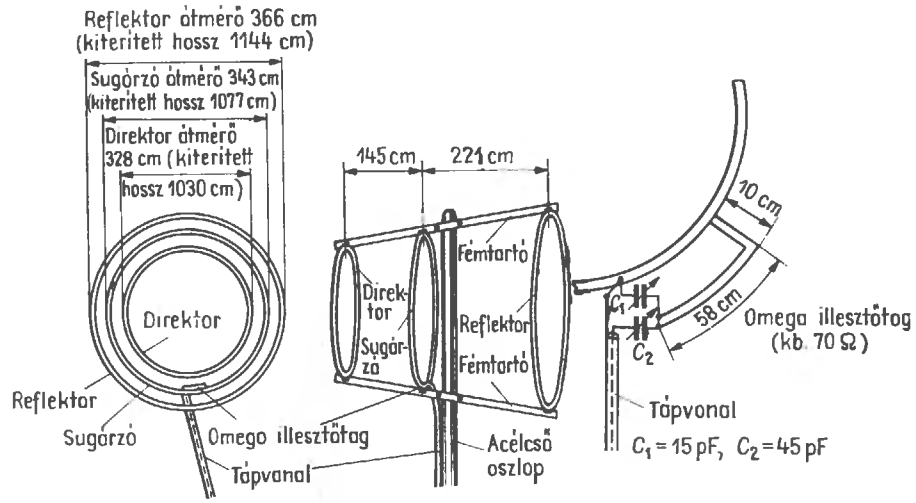
A háromelemes rendszerben a reflektor távolsága kereken $0{,}21\lambda$, a direktor távolsága pedig $0{,}14\lambda$.

Más frekvenciákra a (15.7) és a (15.8) képlet alapján méretezhetjük a háromelemes gyűrűs antennát. A direktor kerülete:

$$k = \frac{289}{f}. \qquad (15.9)$$

A hosszméretek mindenhol a még egyenes csőre vonatkoznak, vagyis hosszú csöveket kell gyűrűvé hajlítani. A mechanikai stabilitás szempontjából megfelelő átmérőjű csövek az antennakövetelményeknek is megfelelők.

Mint látjuk, a táplált elem kifejezett hossza a ringbeam antennában is nagyobb a rezonanciának



15.12. ábra. Háromelemes ringbeam a 10 m-es sávra

megfelelő 1λ-nál. E körülményből különösen érthetővé válik a cubical quad antennával tapasztalt rokonság.

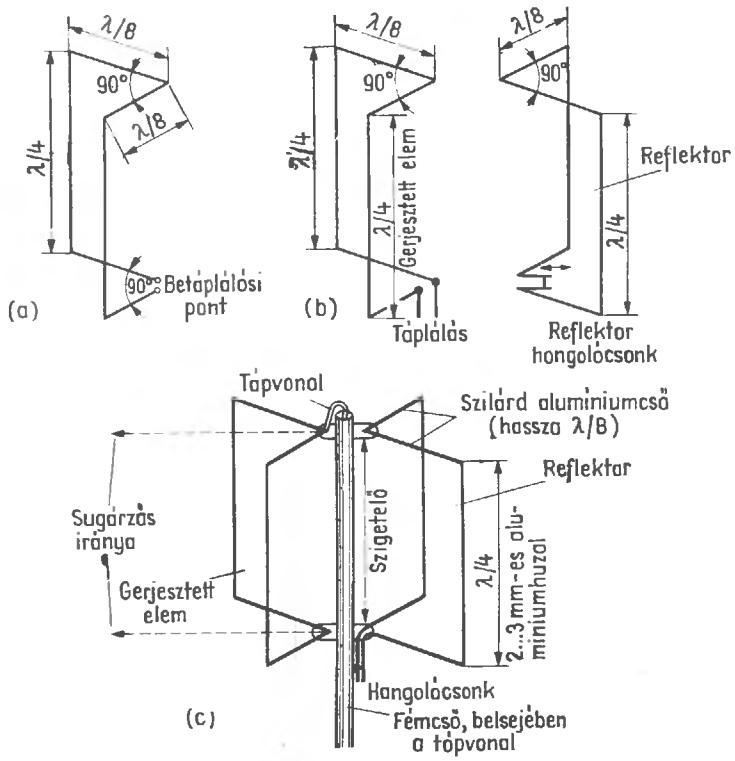
15.4.3. A kalickaantenna G 4 ZU szerint

A kalickaantennát (bird cage) az ismert angol antennakonstruktőr, G 4 ZU vagy más néven Dick Bird dolgozta ki. Ez az antenna is a cubical quad közvetlen leszármazottja. A bird cage abban különbözik a cubical quadtól, hogy elemei 90°-ban be vannak hajlítva. A 15.13. ábrán egy ilyen quadelemet látunk: a betáplálás oldalán és az ezzel szemben levő oldalon derékszögben megtörik az antennaelem. Az ilyen rövid V elem szinte teljesen megtartja az egyenes dipólus kettős kör alakú sugárzási diagramját, csak egészen csekély mértékben nő meg a szög nyílásának irányában az antennanyereség. Ebben az esetben is vízszintes polarizációt eredményez az egyik vízszintes oldal közepére helyezett betáplálási pont, az azonban teljesen mindegy, hogy az alsó vagy a felső síkhoz csatlakoztatjuk a tápvezetéket.

Az ugyanígy behajlított reflektorelemet úgy kell elhelyezni, hogy a sugárzó szögének csúcsa és a reflektor szögének csúcsa közötti távolság körülbelül 25 mm legyen (15.13. ábra).

Az antennanyereség és az iránydiagram szinte teljesen megegyezik a cubical quad antennanyereségével, illetve iránydiagramjával. Sőt, G 4 ZU 0,5 dB-lel nagyobb antennanyereséget állapított meg és szerinte a hátrasugárzási csillapítás is valamivel nagyobb, mint a cubical quad esetében. A talpponti ellenállás kb. 60 Ω.

A bird cage külön előnye, hogy egyetlen tartócsőre lehet ráerősíteni az egész antennát, ugyanis az antennaelemek vízszintes szakaszai átveszik a tartókarok feladatát. Az egész rendszer nagyon kis helyet foglal el, és csekély a szélellenállása. A 10 m-es sávra méretezett bird cage csak 1,30 m-es sugárban áll ki a középső tartóoszlopból. Ez a sugár a 15 m-es sávban körülbelül 1,95, a 20 m-es sávban pedig kereken 2,60 m-re nő meg. Csak a vízszintes irányú, λ/8 hosszúságú szakaszokat kell könnyűfém csőből készíteni, a négy függőleges, ugyancsak λ/4 hosszúságú szakasz bármilyen vas-



15.13. ábra. A kalickaantenna:
(a) 90°-os szögben behajlított quadelem; (b) a kalickaantenna vázlatos felépítése; (c) konstrukciós megoldás

tagságú huzalból is lehet. Ajánlatos azonban ugyanolyan anyagú csövet és huzalt venni, mert egyébként elektrolitos bomlási folyamatok indulhatnak meg az összekötési helyeken. A kalickaantenna szerkezeti felépítésére egy ajánlott megoldást a 15.13. ábrán láthatunk. A sugárzóelemet ez esetben felülről tápláljuk, mert így a tartóoszlop csövének belsejében helyezhetjük el a tápvezetéket.

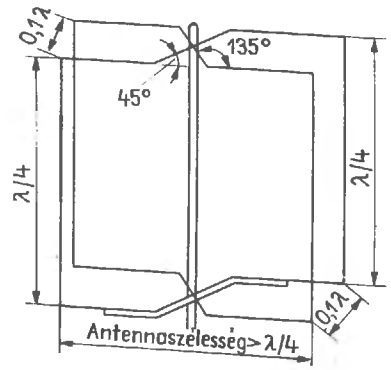
A szögek csúcsát nem kell túlságosan gondosan szigetelni a tartóoszloptól, mert itt a feszültség minimuma van. Fából vághatunk ki megfelelő köztartókat, és a paraffinban kifőzzük őket. A rajzon látható megoldásban nagy mechanikai erők hatnak ezekre a szigetelőkre, és szükség lehet esetleg valamilyen merevítésre, hogy legalább részben fel lehessen fogni az erőhatásokat. Ezért például meghosszabbíthatjuk a tartóoszlopot, és kiköthetjük a csúcsához az antennaelemek felső, vízszintes szakaszait.

Az antennaelemek teljes hossza ugyanaz, mint a cubical quadban. Esetünkben a reflektor hossza megegyezik a sugárzóelem hosszával, és a reflektorhatás eléréséhez szükséges elektromos meghosszabbítást egy reflektorcsonkra helyezett, állítható rövidzárral kapjuk meg. A szükséges méreteket a 15.1. táblázatról olvashatjuk le.

15.4.4. A swiss quad

Jelenleg a quad legfejlettebb változata a swiss quad antenna. Konstruktőre az ismert svájci rádióamatőr, R. Baumgartner (HB 9 CV), ezért lett swiss quad (svájci quad) a neve. Teljes táplálású, irányhatású antenna címmel szabadalmat adtak rá Svájcban.

Mint a 15.14. ábrán látjuk, a swiss quad két párhuzamos négyzetből áll, a négyzetek oldala $\lambda/4$, egymástól mért távolságuk (0,075—0,1)λ. A két vízszintes szakasz középső részén 45°-os szögben befelé hajlik a négyzet oldala, úgyhogy a középpontban összetalálkozik a tartóoszlopon mindkét sík vízszintes része.

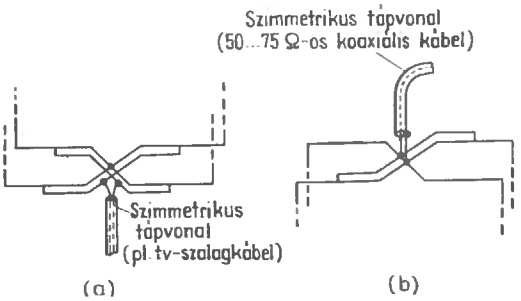


15.14. ábra. A swiss quad antenna vázlatos elrendezése

A két cső keresztezési pontjában a legnagyobb az áramerősség, ezért itt jól vezető érintkezésre van szükség. Minthogy pedig az árammaximumnak feszültségminimum felel meg, ezekben a pontokban le lehet földelni a csöveket, vagyis fémesen összeköthetjük őket a tartóoszloppal.

A két sík kereszt alakú szakaszai elektromosan nem sokat zavarnak, mert itt az egymással szomszédos csőszakaszokban ellentétes fázisban folynak az áramok, tehát a sugárzások gyakorlatilag kioltják egymást.

A swiss quad érdekessége a táplálás. Néhány kivételt nem tekintve parazita módon, tehát pusztán csak sugárzási csatolás útján kap gerjesztést a reflektor. A reflektor sugárzási csatolásának és közvetlen táplálásának kombinálásával például a ZL special és a HB 9 CV-beam antennán elért kitűnő eredményeket (lásd a 14.2.1. és a 14.2.2. pontot) a swiss quad antennán is megkaphatjuk. A teljes táplálás azzal a következménnyel jár, hogy egyenletesen oszlik el az energia a négy antennaelem között. Ily módon a sugárzási ellenállás 30... 40 Ω marad.



15.15. ábra. A swiss quad táplálása és gerjesztése: (a) kettős T-illesztés és táplálás; (b) kettős gamma-illesztés és táplálás

A rendszer tetszés szerint az alsó vagy a felső síkban táplálható. Ha az árboccső belsejében akarjuk levezetni a tápkábelt, a felső síkban célszerű betáplálni az energiát. Kettős T-illesztéssel [15.15. (a) ábra] szimmetrikus tápvezetéket is beköthetünk. A 15.15. ábrán azt is megfigyelhetjük, hogy a két antennaelemet egyszerű eljárással közvetlenül lehet ellenfázisban táplálni. Meglepő módon kiderült, hogy az egyirányú kisugárzáshoz a két antennanégyzet között szükséges, 180°-tól kissé eltérő

15.2. táblázat. Méretezési adatok a 15.14. ábra szerinti swiss quad antennához

Amatőrsávok	**20 m** 14 150 kHz	**15 m** 21 200 kHz	**10 m** 28 500 kHz
Az antenna magassága	5,94	3,96	2,95
Az antenna szélessége a direktor mentén	5,64	3,76	2,80
Az antenna szélessége a reflektor mentén	6,23	4,16	3,09
A direktor és reflektor közötti távolság	2,12	1,41	1,05
Minden adat méterben értendő			

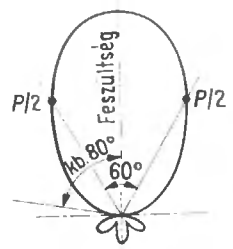
fáziseltérést a táplálásban nem kell figyelembe venni. A helyes fázisviszonyok ugyanis maguktól is kialakulnak az antennában, ha a két négyzet kerületének hossza között 5% a különbség. A két négyzet közül a kisebbik ezáltal direktorrá, a nagyobbik pedig reflektorrá válik.

Két közvetlen táplálású, elektromosan egyenértékű négyzetben kölcsönösen kiegyenlítődik a reflektor induktív és a direktor kapacitív meddőösszetevője (a táppontban). E megállapításunkat az a tény igazolja, hogy a rendszer rezonanciafrekvenciája a táppontban mérve valahol a két antennanégyzet saját rezonanciája között van. A kerületek hossza között szükséges 5%-os különbséget számos mérés igazolja. Ha kisebb 5%-nál a különbség, megnőnek a melléknyalábok, ha pedig 5%-nál nagyobb a kerületek közötti különbség, kiszélesedik a főnyaláb, csökken az antennanyereség. Lényeges jelentősége van annak is, hogy az a swiss quad, amelyben a direktor és reflektor kerületének hossza között 5% a különbség, energiafelvétel és csatolás szempontjából nagyjából ugyanúgy viselkedik, mint az egyszerű félhullámú dipólus. Ez a tény elvezet a közvetlen táplálás, sugárzási csatolás és térbeli csatolás között fennálló, matematikailag alig érzékelhető kölcsönös kapcsolat nyilvánvaló jelentéséhez. A swiss quad bevált méretezési adatai a következők:

$$\textit{a direktor kerülete} = 1{,}092\lambda;$$
$$\textit{a reflektor kerülete} = 1{,}148\lambda;$$
$$\textit{a direktor és reflektor közötti távolság} = (0{,}075 \ldots 0{,}1)\lambda.$$

A gyakorlati megvalósításhoz csupán a vízszintes részek között osztjuk meg a reflektor és direktor közötti hosszkülönbséget, a függőleges részeket egyenlő hosszúságúra készítjük. A vízszintes csőszakasz mentén a gamma- vagy T-illesztés megcsapolási pontját a beállítások során kell kijelölni, mert e pont helyzete a környezeti hatásoktól, az antenna magasságától és szerkezeti kialakításától is függ. Az itt közölt 15.2. táblázat a nagyobb frekvenciájú rövidhullámú amatőrsávokra adja meg a swiss quad kipróbált méreteit.

Az antenna magassága a 15.2. táblázatban a függőleges huzalok hosszát jelenti. Az antenna szélességén a vízszintes szakaszok teljes hosszát kell érteni a szakasz egyik végétől a másik végéig. Az árbochoz rögzített ferde szakaszt itt nem vesszük figyelembe. A csőből szükséges hosszt a legegyszerűbben geometriai eljárással kapjuk meg úgy, hogy milliméteres beosztású papíron pontosan megrajzoljuk kicsinyített léptékben az antenna felülnézeti rajzát.



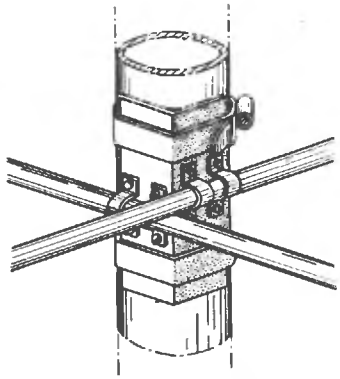
15.16. ábra. A swiss quad antenna sugárzási diagramja

A swiss quad sugárzási diagramját HB 9 CV a 15.16. ábrán látható alakban adta meg. A vízszintes nyílásszög, mint látjuk, 60°. Az oldalsó minimumok a fősugár két oldalán körülbelül 80°-ra helyezkednek el. A hátrasugárzási csillapítás átlagosan 13 dB, akárcsak a cubical quad antennán. A reflektor táplálása miatt az antennanyereség valamivel nagyobb, mint ahogy a cubical quad alapján várható. HB 9 CV a 6...7,9 dB értékeket közölte. A cubical quad esetéhez hasonlóan a swiss quad antennával is megfigyelhetünk a nagy távolságú forgalomban terjedési „többletnyereséget", amelyet az emeletes antennák kisugárzási tulaj-

donságaival magyarázhatunk meg. Ezek az átviteli nyereségek nincsenek semmilyen kapcsolatban a valóságos antennanyereséggel, de egyértelműen azzal a következménnyel járnak, hogy a távolsági forgalomban minden hasonló, de egysíkú antennához képest határozottan előnyösebbek a quadrendszerek.

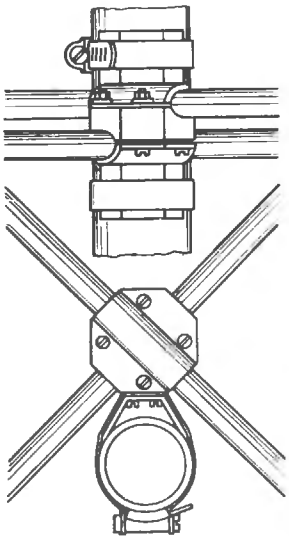
15.4.4.1. Tanácsok a swiss quad antennák megépítéséhez

Az antenna függőleges szakaszai vékony huzalok vagy litzék. A vízszintes szakaszok elkészítéséhez a mechanikai követelményeknek megfelelő ötvözetből gyártott könnyűfém csövet használunk fel. A csövek végét valamilyen műanyag zsinórral vagy inkább műanyaggal borított üvegfonallal szükség esetén az árboc csúcsához kötjük, hogy mechanikailag ellenállóbb legyen a konstrukció. A könnyűfém csövet úgy tudjuk szépen behajlítani, hogy először megtöltjük a belsejét száraz homokkal, és mindkét végén dugóval lezárjuk; csak ezután kezdjük hajlítani valamilyen eléggé szilárd, gömbölyű tárgyon, amelynek megfelelő a görbülete. A középkemény vagy kemény könnyűfém csöveket azonban előzetesen fel kell melegíteni a hajlítás helyén, ami a szilárdság romlásával jár együtt. Ezért ajánlatosabb inkább egy olyan műhelyre bízni a cső hajlítását, amelyben megfelelő hajlítógép is van.



15.17. ábra. Konstrukciós megoldás a tartóárbochoz való egyszerű felerősítésre

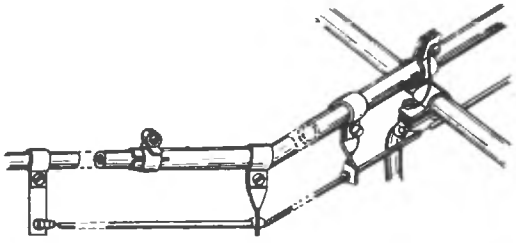
A 15.17. ábrán látható módon egyszerű házi eszközökkel is ráerősíthetjük az árbocra az antennát. Egy egyenlő oldalú könnyűfém szögprofilt úgynevezett tömlőszalaggal eltolhatóan rászorítunk az árbocra. Ily módon alumínium lemezből könnyen előállítható bilincsekkel pontosan derékszögben szerelhetjük fel az egymást keresztező vízszintes csöveket. A két átlós cső kereszteződése pontosan egybeesik az antenna geometriai és elektromos közepével. Ebben a pontban kell fémesen összekötni a csöveket egymással és az árboccal. E szerkezeti megoldásban a rögzítő kengyelek kissé kívül esnek a kereszteződési ponton. Ezért legcélszerűbb, ha itt valamilyen tartós szigeteléssel látjuk el az antennacsöveket. A nagyfrekvenciás feszültség ebben a pontban nagyon kicsi, úgyhogy egy vékony szigetelőréteg is elegendő.



15.18. ábra. A felerősítés javított változata

Kitűnő, de amatőr-eszközökkel már nehezebben megvalósítható szerelési módot láthatunk a 15.18. ábrán. Itt minden szigetelést elhagyhatunk, mert a keresztezési pontok pontosan egybeesnek az elektromos nullaponttal és az árbocon a felerősítés helyével.

A táprendszert a 15.19. ábrán figyelhetjük meg. A gamma- és T-illesztéshez jól bevált a PVC-szigetelésű huzal. A huzal nagyjából akkora átmérőjű



15.19. ábra. A gamma-illesztés mechanikai kialakítása

legyen, mint amilyen maga a tápvezeték. Ennél vastagabb huzalra vagy éppenséggel csőre nincs szükség. A tápvezeték huzala és az antennaelem közötti távolság nem kritikus, tájékoztatásul $\lambda/200$ értéket adhatunk meg. A szigetelést csak a csatlakozási helyen távolítjuk el.

A swiss quad behangolásához elegendő egy hitelesített grid dipper és egy egyszerű állóhullámmérő műszer. Az első beállítási kísérletek során a T-tagokat (illetve gamma-illesztést) a 45°-os könyök és a cső vége között valamilyen középső értékre állítjuk. A tápvezeték adóoldali végén elhelyezünk egy csatolótekercset, és a grid dipperrel megmérjük az antenna rezonanciafrekvenciáját. A lehetséges kábelrezonanciáktól abban különbözik, hogy kisebb és szélesebb a dip, ugyanis sugárzási ellenállása csillapítja az antennát. Ha közvetlenül az antennaelemeken végezzük a mérést, csak a négyzetek saját rezonanciáját állapíthatjuk meg, nem pedig az antenna egyértelmű és teljes rezonanciáját. A kívánt rezonanciához képest mutatkozó eltéréseket a függőleges huzalok rövidítésével vagy hosszabbításával szüntethetjük meg. Ezért eredetileg a szükségesnél valamivel hosszabbra vesszük ezeket a függőleges szakaszokat.

A T-, illetve gamma-megcsapolás helyes beállításához becsatoljuk a tápvezetékbe az állóhullámmérőt, majd a grid dip meter felhasználásával rezonanciafrekvenciáján gerjesztjük az antennát. A megcsapolási pont helyének változtatgatásával a lehető legkisebb értékre állítjuk be az állóhullámarányt. Általában 1,2 az állóhullámarány elérhető értéke. Minthogy azonban az illesztés eltolásával kissé megváltoztatjuk az antenna rezonanciafrekvenciáját is, befejezésül még egyszer ellenőrizzük a rezonanciát és az állóhullámarányt.

A swiss quad antenna előnyei röviden összefoglalva a következők:

Mechanikai előnyök

— teljesen fém konstrukció, az egész rendszer földelhető;

— nincs szükség külön tartóelemekre;

— mechanikai stabilitás azáltal, hogy mindkét négyzet közvetlenül rászerelhető a függőleges tartóoszlopra;

— csekély szélellenállás; kipróbáltan jól ellenáll az időjárási viszontagságoknak, viharoknak, hónak, jégnek.

Elektromos előnyök

— egyszerű, kifogástalanul működő teljes táplálás;

— a Joule-veszteségek csak kis mértékűek, mert egyenletesen oszlik el az energia a négy dipóluson, és a csövek felületén folyik a nagyfrekvenciás áram;

— nincsenek levezetési veszteségek, mert a feszültség alatt levő antennarészek szabadon állnak a térben;

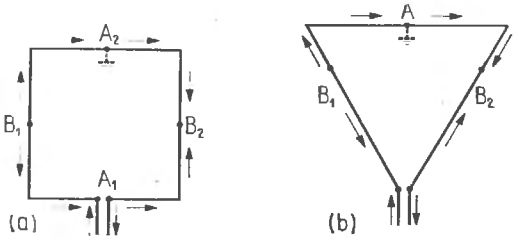
— a kereskedelemben kapható tápkábelek mind jól illeszthetők.

15.4.5. Delta alakú hurkot tartalmazó, irányhatású antennák

A cubical quad további mechanikai egyszerűsítésére irányuló törekvések vezettek el a deltahurkok alkalmazására (lásd a 15.3. alfejezetet), amely a 10 és a 15 m-es sávra korlátozva robusztus és kis helyigényű konstrukciókat tesz lehetővé. Az eddigi közlemények szerint ennek az új szerkezeti változatnak is megvannak a cubical quad jellegzetes jó tulajdonságai, de megbízható összehasonlító adataink egyelőre még nincsenek.

A deltahurok és a quadelem sem a rezonanciakerületben, sem a sugárzási ellenállásban nem különbözik egymástól. Az antennanyereség szempontjából van egy kis eltérés, mert az egyszerű quadelem nyeresége a félhullámú dipólusra vonatkoztatva 1 dB (pontosabban csak 0,9 dB), míg a deltahuroknak 0,5 dB nyereséget tulajdonítanak. Az antennanyereségben ilyen csekély különbségek általában nem sokat számítanak. Esetünkben azonban ez a különbség a sugárzási tulajdonságok eltérésére utalhat, főként ha az elemek közötti árameloszlással van szorosabb kapcsolatban.

A 15.20.(a) ábrán bemutatjuk a táplált, vízszintesen polarizált quadelem jól ismert — nyilakkal is értelmezett — árameloszlását. Világosan láthatjuk, hogy a két vízszintes szakasz, A_1 és A_2 egyező



15.20. ábra. Az árameloszlás egészhullámú hurkon: (a) quadelemen; (b) deltaelemen

fázisban kapja a gerjesztést. Ezek a szakaszok — minthogy egymástól $\lambda/4$ függőleges távolságban párhuzamosak egymással — a H síkban nyalábolt sugárzású (függőleges nyílásszögű) emeletes rendszert alkotnak. A félhullámú dipólushoz képest megmutatkozó nyereséget itt kizárólag az okozza, hogy a függőleges síkban kisebb a nyílásszög. Nagyon lényeges mellékhatás azonban az, hogy a függőleges síkban kisebb nyílásszög következtében megfelelő mértékben kisebb sugárzás irányul lefelé, a földfelület felé.

Mint a 3.2.2.1. alpontban részletesen kifejtettük, az antenna közelében bekövetkező földreflexiók megnövelik a függőleges emelkedési szöget. Ezzel a távolsági terjedés szempontjából nagyon káros jelenséggel olyankor találkozhatunk, amikor az antenna nagy magasságban van a föld felett, és a függőleges síkban nyalábolja a sugárzást. A cubical quad mint emeletes rendszer kis függőleges nyílásszögben sugároz és ennek megfelelően kicsi a függőleges emelkedési szöge is, úgyhogy előnyösebb az ugyanolyan nyereségű, de egysíkú antennánál.

Ebből a szempontból nézve a 15.20.(b) ábra szerinti deltaelemnek vízszintes irányban egyetlen (A) szakasza van, bár ez a szakasz kereken 25%-kal hosszabb a quadelem A_1 vagy A_2 szakaszánál. Ezenkívül más vízszintes síkot nem találunk a delta loop antennában. A B_1, B_2 szakaszok mindkét sugárzóban ellenfázisúak, tehát csak kismértékben járulnak hozzá a kisugárzáshoz; legalábbis nem valószínű, hogy ezek a szakaszok vízszintesen polarizált sugárzást hoznak létre. Arra kell tehát következtetnünk, hogy a deltahurok sem a kis függőleges nyílásszög, sem a „lapos" emelkedési szög tekintetében nem veheti fel a versenyt a quadelemmel.

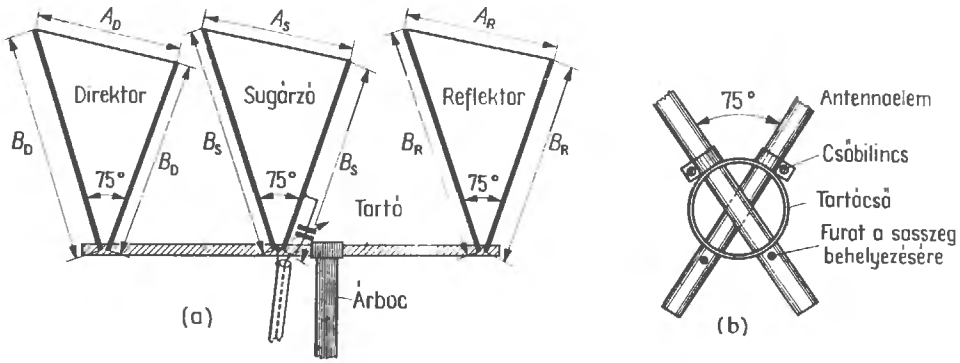
A gyakorlat esetleg még megcáfolhatja ezeket a tisztán elméleti megfontolásokat, hiszen nem lehet kellő alapossággal figyelembe venni, hogy a deltaelem B_1 és B_2 oldala hogyan befolyásolhatja a sugárzási viszonyokat.

15.4.5.1. Delta loop antennák a 10 és a 15 m-es sávra

A 15.21.(a) ábrán egy háromelemes delta loop antennát láthatunk. Ha csak kételemes rendszert akarunk, egyszerűen elhagyhatjuk a direktort.

15.3. táblázat. Méretezési adatok a 15.21. ábra szerinti delta loop antennákhoz

Amatőrsávok	**10 m** 28 400 kHz	**15 m** 21 100 kHz
A táplált antennaelem		
A_S huzalhossz	4,10	5,50
B_S szárhossz	3,35	4,50
Teljes kerület	10,80	14,50
Reflektor		
A_R huzalhossz	4,40	6,16
Egy-egy szár B_R hossza	3,59	5,00
Teljes kerület	11,58	16,16
Direktor		
A_D huzalhossz	3,98	5,36
Egy-egy szár B_D hossza	3,24	4,36
Teljes kerület	10,46	14,08
0,19λ reflektortávolság	2,00	2,70
0,13λ reflektortávolság	1,38	1,85
0,095λ direktortávolság	1,00	1,35
Minden méret méterben értendő		



15.21. ábra. A delta loop beam:
(a) vázlatos felépítés; (b) a B szár felerősítése a tartócsőre

A háromszög alakú elemek önmagukban zártak, merőlegesek a szilárd csőtartóra, és fémesen érintkeznek vele. A B szárak könnyűfém csövek, és 75°-os szöget zárnak be egymással. A vízszintes tartócsőnek nagyon stabilnak kell lennie, mert jelentős torziós igénybevételt kell felvennie. A háromszögek vízszintes oldala huzalból készül. A 15.21.(b) ábra szerinti megoldásban mechanikailag bizonyára nem ideálisan rögzítjük a háromszögek könnyűfém szárait a tartócsőben, hiszen a kettős átmenő furat nyilván gyengíti a tartót.

A kételemes változat, akárcsak a háromelemes beam egy 50 Ω-os koaxiális kábellel közvetlenül táplálható, de legalább 1,6 állóhullámarányra kell ilyenkor számítanunk. Esetünkben a táplált elem B_s szárát különválasztva és szigetelten kell rögzíteni. Mechanikailag és elektromosan kedvezőbb az ábrán látható megoldás, ahol egy gamma-tag közbeiktatásával tetszés szerinti koaxiális kábelhez illeszthetjük a rendszert. Ilyenkor úgy állíthatjuk be a viszonyokat, hogy legfeljebb 1,2 legyen az állóhullámarány, ugyanakkor megkapjuk a szükséges szimmetriaátalakítást is (lásd a 6.3. alfejezetet). A gamma-tagra vonatkozólag jól használható méreteket kapunk a 6.1. táblázatban.

A kételemes delta loop rendszerben $0{,}19\lambda$ az ajánlható reflektortávolság. A háromelemes változatban lehetőleg minél kisebb távolságokat kell vennünk, hogy mechanikailag megfelelő stabilitást érhessünk el. Ha a reflektortávolságot $0{,}13\lambda$, a direktortávolságot pedig $0{,}095\lambda$ értékűre vesszük, kedvező kompromisszumos megoldást kapunk.

Ha más rezonanciafrekvenciákra akarjuk méretezni a delta loop antennát, az átszámítást a következő képletek alapján végezhetjük el:

$$\textit{A sugárzó teljes kerülete} = \frac{306{,}3}{f}\ \text{m}. \qquad (15.10)$$

$$\textit{A reflektor teljes kerülete} = \frac{314}{f}\ \text{m}. \qquad (15.11)$$

$$\textit{A direktor teljes kerülete} = \frac{297}{f}\ m. \qquad (15.12)$$

16.

Sugárzáscsatolású antennaelemekkel ellátott, elforgatható iránysugárzók

Nagy távolságok áthidalására szívesen használ a rádióamatőr elforgatható iránysugárzókat. Ezek az antennák általában könnyűfém csövekből készülnek, és felállításukhoz megfelelő helyről kell gondoskodni a háztetőn. Ehhez jön még a stabil tartóoszlop és a megbízható forgató szerkezet. A nagy mechanikai kézügyességen kívül jó biztonságtechnikai ismeretek is szükségesek.

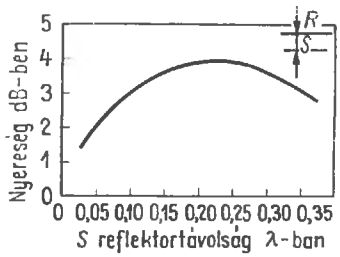
Az elforgathatóan felszerelt egyszerű, félhullámú dipólus is már jól használható iránysugárzónak tekinthető. Minthogy a vízszintes síkban két irányban sugároz (3.8. ábra), 180° elforgatási szög elegendő ahhoz, hogy minden irányban a lehető legnagyobb teljesítményt lehessen kisugározni.

A félhullámú dipólusból úgy készíthetünk egyirányú, kételemes iránysugárzót, hogy vele párhuzamosan, körülbelül negyedhullámhossznyi távolságban egy sugárzáscsatolású reflektort helyezünk el. Ez a reflektor egy egyszerű rúd vagy huzaldarab, mintegy 5%-kal hosszabb a félhullámú sugárzónál, és nem szabad összekötni sem az adóval, sem pedig a táplált antennaelemmel. Az ilyen gerjesztetlen antennaelemeket, amelyeket csak a sugárzás csatolja a táplált elemhez, parazita-antennaelemeknek vagy szekunder sugárzóknak nevezzük.

Több parazita-elemmel ellátott antennákat legelőször 1926-ban, japán nyelven a japán Uda S. (a Tohoku Egyetem professzora), később pedig angolul egy kollegája, Yagi H. ismertetett. Ezért Yagi—Uda-antennáknak vagy röviden Yagi-antennáknak nevezzük őket.

A közvetlen táplálás nélküli (parazita-) antennaelem induktív fáziseltolás hatására mint reflektor, kapacitív fáziseltolás hatására pedig mint direktor (hullámirányító) működik. A reflektor hosszabb, a direktor pedig rövidebb a táplált antennaelemnél.

A teljesítménynövekedés, amelyet a parazita-antennaelem révén a fő sugárzási irányban lehet elérni, attól függ, hogy milyen távol van a szekunder sugárzó a táplált elemtől. A 16.1. ábrán jól követhetjük, hogyan befolyásolja a reflektor távolsága a gyakorlatilag elérhető antennanyereség nagyságát. Mint látjuk, az $S = 0{,}23\lambda$ reflektortávolságnak széles maximum felel meg az antennanyereség gör-

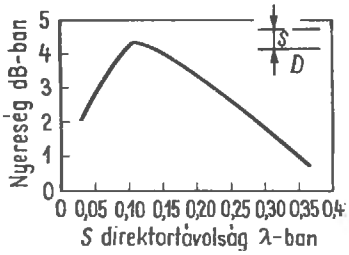


16.1. ábra. A sugárzóból és egy R parazita-reflektorból összeállított rendszerben gyakorlatilag elérhető antennanyereség a λ hullámhosszban kifejezett S reflektortávolság függvényében

béjén, és a gyakorlatban ez a maximum (a félhullámú dipólusra vonatkoztatva) körülbelül 4 dB lehet. Ha a táplált antennaelemet direktorral kombináljuk, a 16.2. ábra szerint valamivel nagyobb antennanyereséget, $S = 0{,}11\lambda$ direktortávolsággal 4,3 dB-t érhetünk el.

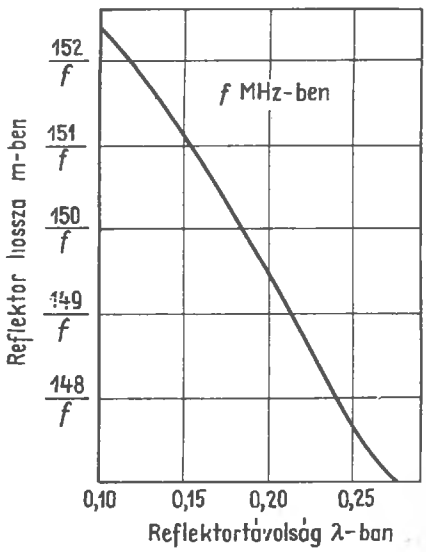
Rövidhullámra többnyire direktor a kételemes iránysugárzók parazita-eleme. Ennek oka nem annyira az a csekély többlet, amelyet az antenna-

nyereségben a sugárzóból és reflektorból álló rendszerhez képest lehet elérni, hiszen ennek alig van gyakorlati jelentősége. A döntő szempont, amiért sugárzóból és direktorból állítjuk össze a rend-



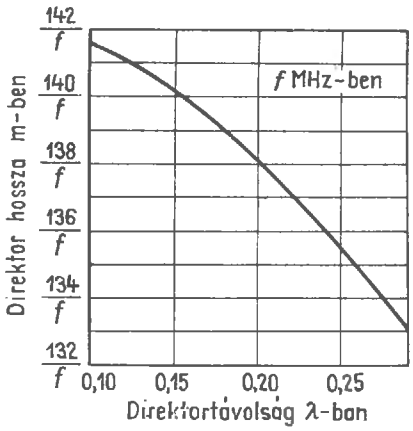
16.2. ábra. A sugárzóból és egy *D* parazita-direktorból összeállított rendszerben gyakorlatilag elérhető antennanyereség a λ hullámhosszban kifejezett *S* direktortávolság függvényében

szert, az a tény, hogy körülbelül egy tized hullámhossznyi direktortávolság már elegendő a legnagyobb antennanyereség eléréséhez, míg a reflektort — hogy ugyanezt az eredményt elérhessük — majdnem egy negyed hullámhossznyira kellene eltávolítani a táplált antennaelemtől (hasonlítsuk csak össze a 16.1. ábrát a 16.2. ábrával!). Ezenkívül a direktor körülbelül 10%-kal rövidebb is, mint a reflektor. Az ilyen „megtakarítások" nem sokat számítanak az ultrarövid hullámokon, a rövidhullámok tartományában azonban nagyon jelentősek.



16.3. ábra. A reflektor hossza és távolsága közötti összefüggés

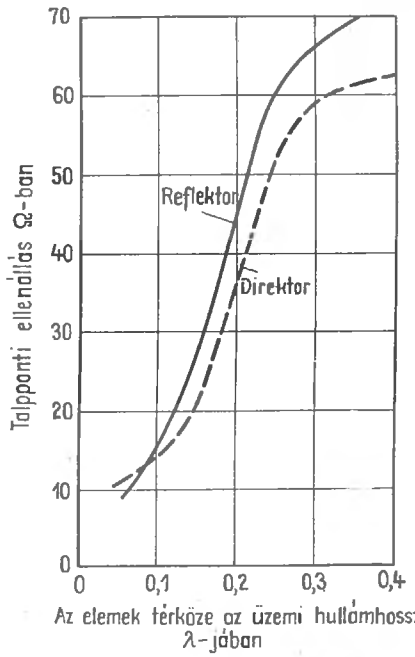
A parazita-elem optimális hossza a táplált antennaelemtől számított távolságától függ. Általában annál hosszabbra kell vennünk a reflektort, minél messzebb helyezzük el a sugárzótól. Ezzel szemben a direktor annál rövidebb, minél nagyobb az S távolság. A reflektor hosszának méretezéséhez az aktív elemtől számított távolság függvényében a 16.3. ábrán közlünk hozzávetőleges értékeket, a 16.4. ábrán pedig a direktorok hosszára adunk hasonló értékeket. Ebben az esetben a legnagyobb nyereséghez tartozó közelítő értékekről van szó. Más hosszméreteket kell vennünk azonban, ha például különösen nagy sávszélességet vagy aránylag nagy sugárzási ellenállást akarunk elérni a rendszerben. Ehhez ugyanis hosszabb reflektorra, illetve rövidebb direktorra van szükség.



16.4. ábra. A direktor hossza és távolsága közötti összefüggés

A táplált antennaelem talpponti ellenállása a távolságtól és a hossztól függ. Általában annál nagyobb mértékben csökken a sugárzási ellenállás, ezzel együtt a talpponti ellenállás is, minél közelebb hozzuk a parazita-antennaelemet vagy antennaelemeket a táplált elemhez. Hogy a reflektor vagy direktor *S* távolságától függően nagyjából mekkora talpponti ellenállásra számíthatunk, a 16.5. ábráról olvashatjuk le. Ezek a közelítő értékek arra az esetre érvényesek, amikor a legnagyobb antennanyereségre méretezzük az antennaelemek hosszát. Mint a görbéken látjuk, az $S = 0{,}1\lambda$ távolságokra 15 Ω-nál kisebb talpponti ellenállás adódik. Ez azt jelenti, hogy a kis ellenállásértékeknek megfelelő nagy áramerősségek nagyon megnövelik a Joule-veszteségeket, úgyhogy a gyakorlatban egyre nehezebben közelíthetjük meg az el-

méletileg lehetséges antennanyereséget. Az elemek közötti távolság csökkenésével egyúttal rohamosan csökken a sávszélesség, aminek következtében kritikussá válik a rendszer rezonanciaméretezése.

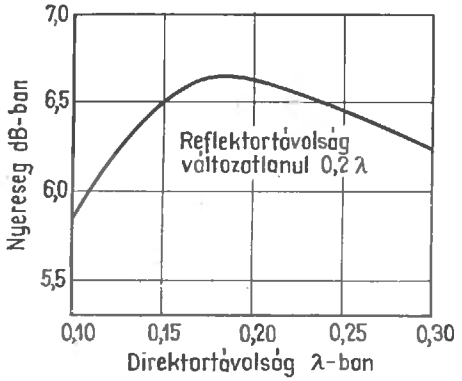


16.5. ábra. A reflektorral vagy direktorral ellátott félhullámú dipólus talppontjában mérhető ellenállás a parazita-elem távolságának függvényében

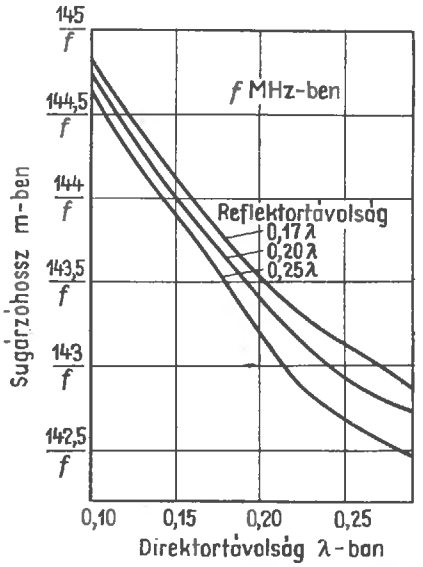
Ezért aránylag nagy távolságra kell törekedni; ily módon esetleg nem kapjuk meg a legnagyobb nyereséget, de aránylag nagy lesz a sugárzási ellenállás (kisebbek a veszteségek), megnő a sávszélesség, tehát a rezonanciaméretezés nem követel meg olyan nagy pontosságot. Az antennaelemek hosszával ezenkívül úgy befolyásolhatjuk a sávszélességet és a sugárzási ellenállást, hogy az egymáshoz aránylag közel elhelyezett antennaelemekkel is kielégítően széles sávot, egyúttal aránylag nagy talpponti ellenállást érjünk el. Ily módon már az egyszerű Yagi-rendszereket is nagyon sokféleképpen méretezhetjük úgy, hogy egy-egy meghatározott célra optimális viszonyokat kapjunk.

A rövidhullámú, irányhatású antennák általában legfeljebb két parazita-elemet tartalmaznak, úgyhogy a rendszer ilyen körülmények között egy táplált félhullámú dipólusból, egy reflektorból és egy direktorból tevődik össze. Ez a legkisebb Yagi-antenna, és minthogy összesen három tényleges eleme van, háromelemes Yagi-antennának nevezzük. Kivételekre főként a 10 m-es amatőrsávban bukkanunk, itt ugyanis háromnál több elemet tartalmazó Yagi-antennák is használatosak.

A háromelemes Yagi-antennával gyakorlatilag elérhető antennanyereség körülbelül 7 dB. A rövidhullámok tartományában szokásos amatőrantennák nyeresége átlagosan 5,5...6,5 dB. Példaként a 16.6. ábrán megmutatjuk, hogyan változik a direktor távolságának függvényében egy háromelemes Yagi-antenna nyeresége, ha a reflektor távolságát 0,2λ rögzített értéken tartjuk.



16.6. ábra. A háromelemes antenna nyeresége a direktor távolságának függvényében arra az esetre, amikor a reflektor távolsága 0,2λ

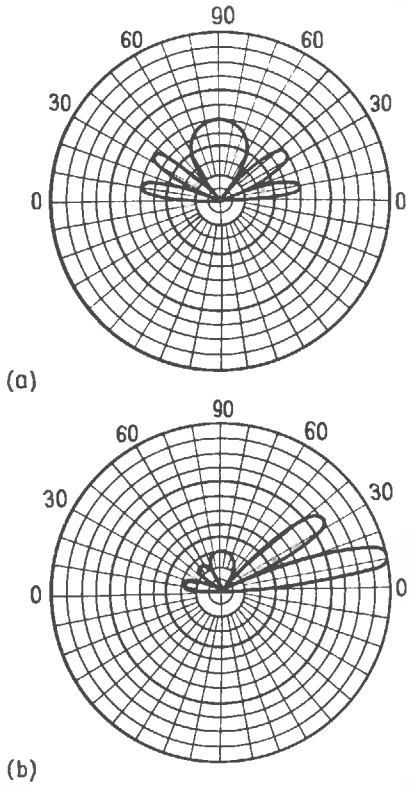


16.7. ábra. A háromelemes Yagi-antenna táplált elemének hossza a direktor és a reflektor távolságának függvényében

Az optimálisan méretezendő Yagi-antennában nemcsak a parazita-elemek távolságát és hosszát kell a kitűzött célnak megfelelően beállítani, hanem a táplált elem rezonanciahosszát is módosítanunk kell aszerint, hogy miként állítottuk be a szekunder elemek távolságát. A táplált dipólus optimális hossza annál kisebb, minél kisebbre vesszük a parazita-elemek távolságát. Jól kivehető ez a 16.7. ábrán, amelyen a sugárzó optimális hosszát a reflektor és a direktor távolságának függvényében mértük fel. Ilyenkor is csak irányértékeket közlünk arra az esetre, amikor a legnagyobb nyereségre kell elvégezni a méretezést. A táplált elem karcsúságát is figyelembe kell itt venni.

16.1. A forgatható iránysugárzók gazdaságossága

Az első tekintetre paradoxonnak tűnik az a gyakori megállapítás, hogy az amatőr-forgalomban, amikor nagy távolságokat kell áthidalni, a forgatható vízszintes Yagi-antenna az egyik leggazdaságosabb megoldás, hiszen a tartó és a forgató szerkezet mindig jelentős kiadásokat okoz. Az antennaelemek elkészítéséhez szükséges könnyűfém csövek sem olcsók.



16.8. ábra. A függőleges síkban felvett iránydiagram: (a) 1,25λ magasságban elhelyezett, vízszintes irányú félhullámú dipólus; (b) 1,25λ magasságban elhelyezett, vízszintes irányú háromelemes Yagi-antenna

Fő sugárzási irányában a háromelemes Yagi-antenna átlagosan 6 dB nyereségű, ami azt jelenti, hogy körülbelül a négyszeresére növeli meg a teljesítményt. A gyakorlatban például egy 20 W-os adó háromelemes Yagi-antennával ugyanakkora vételi jelerősséget hoz létre a fő sugárzási irányban egy bizonyos vételi helyen, mint egy 80 W-os adó a félhullámú dipólussal. Bizonyos körülmények között — amelyekre még kitérünk — ez a különbség még sokkal nagyobb is lehet. Minden amatőr tudja, milyen költséges dolog lehet 20 W-ról 80 W-ra megnövelni a teljesítményt. Csak a nagyfeszültségű hálózati tápegység és a modulációs erősítő megnövelése túllépheti a forgatható iránysugárzó költségeit. Ezenkívül az adó teljesítményének növelése majdnem mindig fokozza a rádió- és tv-adók interferenciájával kapcsolatos nehézségeket, főként ha ezt a nagy energiát egy egyszerű antenna gyakorlatilag minden irányban szétsugározza. A nagy kimeneti teljesítményű amatőradókban további hátrányos tényező a súly és a térfogat megnövekedése, a nagyobb áramfelvétel és a nagy anódfeszültség.

Még 80 W-tal sem képes a félhullámú dipólus ugyanolyan jó DX-eredményeket hozni, mint egy 20 W-os adó a háromelemes Yagi-antennával. Ha ugyanolyan antennamagasság és ideális talajviszonyok feltételezésével összehasonlítjuk a kétféle sugárzó függőleges sugárzási diagramját, megállapíthatjuk, hogy a félhullámú dipólus meredek szögben felfelé sugározza ki az energia nagy részét, míg a háromelemes Yagi-antennára a DX-forgalom szempontjából olyan fontos lapos kisugárzás a jellemző (lásd a 3.2.2. pontot).

A 16.8.(a) és (b) ábrán példaként közöljük egy vízszintes félhullámú dipólus [16.8.(a) ábra] és egy vízszintes, háromelemes Yagi-antenna függőleges síkú sugárzási diagramját (b ábra). Az antenna szerelési magassága mindkét esetben 1,25λ. A függőleges sugárnyalábok szögében és számában sincs különbség, de a háromelemes Yagi-antenna kis emelkedési szögben koncentrálja a kisugárzott teljesítmény nagy részét (lásd a 3.13. ábrát is). A gyakorlati távolsági forgalomban az a tény, hogy lapos függőleges emelkedési szögre korlátozódik a sugárzás jelentős része, a jelerősség szempontjából

rendkívül nagy különbséget hozhat létre a háromelemes antenna javára.

Ha az iránysugárzót használjuk a vételhez is, mint ahogyan a gyakorlatban többnyire ezzel az esettel van dolgunk, még nagyobb mértékben érvényesülnek az előnyei. Nemcsak hogy nagy hangerősséggel vehetjük a fő sugárzási irányból beérkező, nagyon távoli adóktól származó jeleket, hanem ezenkívül az az előny is megvan, hogy a közeli európai állomások határozottan gyengébben jönnek be. Ezt a jelenséget is a függőleges sugárzási diagram alapján magyarázhatjuk meg. Az aránylag közeli állomások függőleges beesési szöge nagy, míg a DX-állomások lapos beesési szögben érik el a vevőantennát (lásd a hullámterjedéssel foglalkozó 2. fejezetet). A 16.8.(b) ábrán világosan láthatjuk, hogy a háromelemes Yagi-antenna — a félhullámú dipólussal ellentétben [lásd a 16.8.(a) ábrát] — sokkal érzékenyebb a lapos beesési szögekre, és elfojtja a nagy beesési szögű sugárzások jeleinek vételét. A vízszintes síkban tapasztalható jó nyalábolás azzal a következménnyel jár, hogy gyakorlatilag csak a fő sugárzási irányból lehet kellő hangerővel venni jeleket. Az amatőrsávok jelenlegi túlzsúfoltságának figyelembevételével ez a körülmény különösen nagyon jelentős, mert az iránysugárzóval ily módon még a gyenge jeleket is kiemelhetjük a „globális QRM-ből".

Ma is még teljes mértékben igaz az amatőrök régi bölcs mondása: „Csak olyan távolságra adhatunk, ahonnan venni is tudunk." Mit érünk vele, ha erős jelet létesíthetünk az ellenállomás helyén, de az „európai QRM" miatt nem vehetjük távoli partnerünk válaszát? Az ilyen esetekben még a legszelektívebb érzékeny vevők is többnyire felmondják a szolgálatot, míg egy jó iránysugárzóval és közepes vevővel sokszor még leküzdhetjük az ilyen nehézségeket. A „beam" gyakorlatilag csak egy kis töredéket juttat el a vétel helyén meglevő jelkeverékből a vevő bemenetére, de ez a töredék mind egy bizonyos irányból származik, és felerősítve jut be a vevőbe. Ráadásul az iránysugárzó — sugárzási diagramja alapján — a zavaró európai adóállomásoktól meredeken beeső sugárzást, mint már említettük, hatásosan el is fojtja.

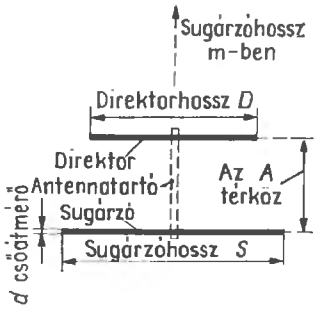
A háromelemes iránysugárzó hátrasugárzási csillapítása adás és vétel közben 15...20 dB, és igen nagy mértékben függ attól, hogy a függőleges síkban mekkora a sugárzás beesési szöge. Mindkét oldalsó minimum csillapítása nagyjából 30 dB-t érhet el.

A parazita-antennaelemekkel ellátott, forgathatóan felszerelt iránysugárzók legszembetűnőbb előnye mechanikai vonatkozásban főként az, hogy csak egy elemet kell táplálni, tehát nincsen szükség bonyolult huzalozásra. Ezt a körülményt az tudja igazán megítélni, aki tudja, mit jelent az olyan forrasztott kötés, amelynek minden évszakban ellen kell állnia az időjárási viszontagságoknak. További nagy előny a teljesen fémes szerkezet lehetősége. A csak fémes részekből összeállított antenna minden elemét és fémtartóját közvetlenül leföldeljük; ezáltal megakadályozunk minden sztatikus feltöltődést, és lényegében el is intéztük vele a villámvédelmet.

16.2. A vízszintes helyzetű és elforgatható kételemes iránysugárzó

A vízszintes, kételemes iránysugárzó főként a 20 m-es amatőrsávban használatos, mert a háromelemes beam e hullámhosszon többnyire már igen terjedelmes lenne. Kétféleképpen szerkeszthetünk ilyen antennát, mégpedig sugárzóból és reflektorból vagy sugárzóból és direktorból. A már említett okokból az utóbbi a gyakoribb.

Egy kételemes iránysugárzó vázlatos felépítését a 16.9. ábrán ismertetjük, geometriai méreteit a 16.1. táblázatban közöljük.



16.9. ábra. A 16.1. táblázat alapján méretezhető, irányhatású, kételemes antenna vázlatos felépítése

Az ilyen kételemes sugárzók α_E vízszintes nyílásszöge körülbelül 75°, függőleges nyílásszöge pedig (α_H) 130°, feltéve hogy nagy magasságban szereljük fel az antennát. A rövidhullámon használatos vízszintes antennák gyakorlatilag mindig a talaj közelében vannak, és ilyenkor a 3.2.2.1. alpontban közölt adatoknak megfelelően megváltozik a *H* síkban felvett iránydiagram.

A 16.1. táblázatban közölt adatok betartásával körülbelül 4 dB antennanyereséget lehet elérni. A vett sugárzás beesési szögétől függően 7 és 15 dB között lehet hátrafelé a csillapítás. A rezonanciafrekvenciákat úgy vettük fel, hogy a 15, 20 és 40 m-es sávok távírótartományában 1,3-nél ne legyen nagyobb az illesztett tápvezeték állóhullámaránya, és a sávok nagyfrekvenciás vége felé legfeljebb 1,7-re nőjjön meg. A 28 500 kHz rezonanciafrekvenciával a 10 m-es sávra méretezett változatban 28 000 és 29 000 kHz között 1,3 alatt marad, majd a sáv nagyobb frekvenciáin (29 700 kHz-en) 2-re nő az állóhullámarány. A 10 m-es sáv távírórészére elvégzett méretezéssel csak 200 kHz-et kell átfogni (28 000 kHz-től 28 200 kHz-ig). Ezért egy kis antennanyereség elérése céljából ilyenkor beszűkíthetjük a sávot oly módon, hogy a távírórészen belül ne legyen 1,2-nél nagyobb az illesztett tápvezeték mentén kialakuló állóhullámok aránya. Ha kizárólag csak távbeszélőforgalomban akarjuk felhasználni az antennát, a telefóniatartománynak nagyjából a közepén, vagyis 29 000 kHz-en ajánlatos felvenni a rezonanciát. Ebben az esetben a telefóniatartomány szélessége mentén (28 200 kHz-től 29 700 kHz-ig) nem lesz nagyobb 1,6-nél az állóhullámarány.

Az előbbiekben közölt adatok csakis akkor érvényesek, ha az antenna legalább egy fél hullámhossznyira van a talaj fölött. Ez esetben az előbb kiszámított rezonanciafrekvenciától legfeljebb 50 kHz lehet az eltérés. A félhullámhossznál kisebb magasságú antenna rezonanciája a talaj közelében megnövekvő földkapacitás miatt lejjebb tolódik. Ilyen körülmények között például a 21 200 kHz-re méretezett antenna tényleges rezonanciafrekvenciája 20 800 kHz lehet. Mint már elmondottuk, a kisebb magasság ezenkívül azzal a következménnyel is jár, hogy a függőleges síkban kissé megnő az emelkedési szög, és ezáltal megintcsak elveszítjük az iránysugárzó kedvező DX-tulajdonságainak egy részét.

Az antenna közelében előforduló akadályok sok esetben váratlan visszaverődéseket vagy abszorpciós jelenségeket idézhetnek elő. Különösen kellemetlen hatásúak lehetnek például az erősáramú szabadvezetékek, a telefonvezetékek, az ereszcsatornák, villámhárítók stb. Többnyire azonban csak akkor zavarnak az ilyen tárgyak, ha az antenna fő sugárzási irányába esnek. Jellegüktől és távolságuktól függően kisebb vagy nagyobb mértékben rontják le a szélrózsának egy bizonyos részében az antenna tulajdonságait.

Meg kell még említenünk, hogy az antennaelem csövének átmérője a rezonanciafrekvenciát is, a sávszélességet is befolyásolja. A vékonyabb csőből készített antennaelemet meg kell kissé hosszabbítani, de ezáltal kisebb lesz az antenna sávszélessége. A vastagabb csöveket kissé rövidebbre kell venni, és a sávszélesség valamivel megnő. Ezt a körülményt csak akkor kell figyelembe venni, ha a cső átmérője 50%-nál nagyobb mértékben tér el az előírt értéktől.

16.1. táblázat. Méretezési adatok a 16.9. ábra szerinti kételemes sugárzóhoz

Amatőrsáv	**40 m**	**20 m**	**15 m**
Rezonanciafrekvencia	7050 kHz	14 150 kHz	21 200 kHz
S hossz	20,53 m	10,24 m	6,83 m
D hossz	19,37 m	9,66 m	6,34 m
A távolság	5,18 m	2,59 m	1,70 m
d átmérő	50 mm	15...40 mm	25 mm
Sugárzási ellenállás	18 Ω	18 Ω	18 Ω
Amatőrsáv	**10 m**	**10 m**	**10 m**
Rezonanciafrekvencia	28 500 kHz	28 100 kHz	29 000 kHZ
		(távírórész)	(távírórész)
S hossz	5,03 m	5,16 m	4,95 m
D hossz	4,66 m	4,86 m	4,58 m
A távolság	1,28 m	1,31 m	1,26 m
d átmérő	35...40 mm	25 mm	35...40 mm
Sugárzási ellenállás	20 Ω	18 Ω	20 Ω

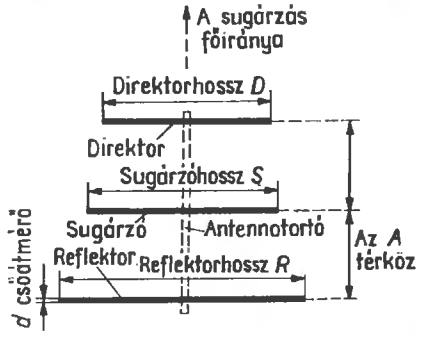
16.3. Vízszintes, háromelemes Yagi-antennák

A sugárzási tulajdonságok további javítására még egy parazita-elemmel — ezúttal egy reflektorral — egészíthetjük ki a kételemes iránysugárzót. Ilyen háromelemes Yagi-antennákat a 10 m-es és a 15 m-es sávra még könnyen megépíthetünk, a 20 m-es sávban azonban a nagy méretek miatt elérjük amatőreszközeink megfelelő lehetőségeinek határát.

A 16.10. ábrán megadjuk a háromelemes Yagi-antennák méretezési adatainak értelmezését a 16.2. táblázathoz.

A 15 m-es amatőrsávra méretezett antenna illesztett tápvezetéke mentén e sáv határain belül 1,4-nél kisebb az állóhullámarány. A 10 m-es és a 20 m-es sávra a kitűzött alkalmazási célnak megfelelően több változatot adunk meg, de e változatok csak abban különböznek egymástól, hogy a sávon belül más és más a rezonanciafrekvenciájuk. Egyébként a háromelemes Yagi-antennára is érvényesek azok a magyarázatok, amelyeket a kételemes sugárzóval kapcsolatban fejtettünk ki, amikor arról volt szó, hogy az antenna magassága és elemeinek karcsúsága hogyan befolyásolja a sugárzási tulajdonságokat.

A tárgyalt háromelemes Yagi-antennák nyeresége nagyjából 6,5 dB-t érhet el, a hátrasugárzási csillapítás legalább 15 dB. A vízszintes síkban mért α_E nyílásszög 65° körül van, a függőleges síkban mérhető α_H pedig 110°. A gyakorlatban mindig fennálló talajközelség miatt azonban több nyalábra bomlik fel a függőleges síkban felvett sugárzási diagram (lásd a 3.2.2.1. alpontot).



16.10. ábra. A 16.2. táblázat alapján méretezhető háromelemes Yagi-antenna vázlatos elrendezése

Ha a 20 m-es sávban 14 150 kHz-re végezzük el a méretezést, az illesztett tápvezeték állóhullámaránya a távírórészen belül 1,4 alatt marad, és a frekvencia növekedése közben a sáv végén körülbelül 1,8-re nő meg. A távírórészre méretezett rendszerben (14 050 kHz rezonanciafrekvencián) 1,2 alatt van az állóhullámarány, de ha a sáv nagyfrekvenciás végén használjuk az antennát, 2,5 állóhullámarányra számíthatunk. A 14 250 kHz rezonanciafrekvenciájú rendszer az egész telefóniatartományban 1,3 alatti állóhullámot okoz, de a

16.2. táblázat. Méretezési adatok a 16.10. ábra szerinti háromelemes Yagi-antennákhoz

Amatőrsáv	**20 m**	**20 m**	**20 m**
Rezonanciafrekvencia	14 150 kHz	14 050 kHz	14 250 kHz
Alkalmazás	Az egész sávban	Távírórész	Távírórész
S hossz	10,19 m	10,26 m	10,12 m
D hossz	9,58 m	9,69 m	9,52 m
R hossz	10,79 m	10,87 m	10,72 m
Az egyes *A* távolságok	3,02 m	3,04 m	3,00 m
d átmérő	35...40 mm	35...40 mm	35...40 mm
Sugárzási ellenállás	20 Ω	20 Ω	20 Ω
Amatőrsáv	**15 m**	**10 m**	**10 m**
Rezonanciafrekvencia	21 200 kHz	28 200 kHz	29 000 kHz
S hossz	6,83 m	5,13 m	4,99 m
D hossz	6,40 m	4,71 m	4,51 m
R hossz	7,22 m	5,46 m	5,31 m
Az egyes *A* távolságok	1,98 m	2,00 m	1,95 m
d átmérő	25 mm	35...40 mm	35...40 mm
Sugárzási ellenállás	20 Ω	22 Ω	22Ω

sáv kezdetén, a kisebb frekvenciákon 2-re nő meg a tápvezeték állóhullámaránya.

A 28 200 kHz rezonanciafrekvenciájú 10 m-es változat legnagyobb állóhullámaránya a 28 000 kHz-től 28 500 kHz-ig terjedő frekvenciaintervallumban, a sáv távírórészében 1,3. Ha 29 000 kHz a rezonanciafrekvencia, az egész telefóniatartományban legfeljebb 1,8-re nő meg az illesztett tápvezeték mentén az állóhullámarány nagysága. A sávkezdeti kisebb frekvenciákon (28 000 kHz-en) 2-re nő.

16.4. A forgatható iránysugárzó táplálása

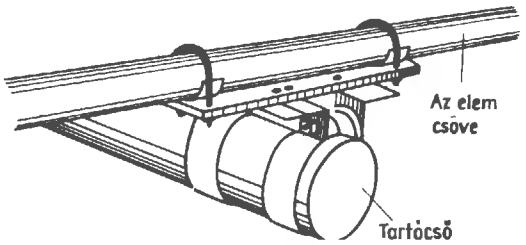
Az ebben az alfejezetben ajánlott iránysugárzók sugárzási ellenállása (talpponti ellenállása) kereken 20 Ω. Közvetlen táplálás nem lehetséges, mert kis veszteségű tápvezeték 20 Ω hullámellenállással műszakilag nem képzelhető el. Minthogy a táplált antennaelemet műszaki okokból lehetőleg nem szabad középen megszakítani, negyedhullámú transzformátor vagy illesztővezeték eleve nem jöhet számításba. Ha T-taggal illesztünk (lásd a 6.2. alfejezetet), megtarthatjuk a teljesen fém konstrukciót. Ha már jó iránysugárzót akarunk, a tápvezetéken sem szabad takarékoskodnunk. Az említett okokból csak koaxiális kábel lehet a tápvezeték. Ezt azonban a T-tag táppontjában szimmetrizálnunk kellene valamilyen negyedhullámú záróedénnyel vagy más szimmetriaátalakítóval, ami körülményes megoldás volna, és sok anyagot követelne meg.

Szinte ideális megoldás ebben az esetben a gamma-illesztés (lásd a 6.3. alfejezetet) vagy a finomított változat, az omega-illesztés (lásd a 6.4. alfejezetet) alkalmazása. Egyszerűsége ellenére ez a gamma-illesztés semmiképpen sem kényszermegoldás, hanem valóban a mechanikailag és elektromosan is legkedvezőbb módja annak, hogy tetszés szerinti koaxiális kábelhez illesszünk egy átmenő sugárzóelemes csőbeamet. A gamma-illesztésre és kialakítására a 6.3. alfejezetben, a 6.4. ábrán és a 6.1. táblázatban minden részletet megtalálunk. Az ismertetett iránysugárzókra közvetlenül felhasználhatjuk a 6.1. táblázat adatait, hiszen 1 : 3 ellenállás-áttételre vannak méretezve. A szintén megfelelő omega-illesztést, amelynek illesztőcsövei feleolyan hosszúak, mint a gamma-illesztés, a 6.5. alfejezet, továbbá a 6.5. és a 6.6. ábra írja le részletesen. Ennek az illesztésnek még az az előnye is megvan, hogy könnyebben lehet beállítani.

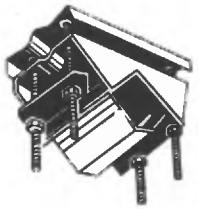
16.5. Az antennatartó

A teljesen fém konstrukció mellett szól az a tény, hogy a félhullámú antennaelemeket geometriai közepükön — a feszültségminimumukban — minden hátrány nélkül közvetlenül hozzáköthetjük valamilyen fémtartóhoz. Az ilyen iránysugárzó nem tesz szükségessé semmilyen szigetelőt, a lehető legkisebb a szélellenállása, aránylag könnyű, de ennek ellenére nagyon stabil. Sajnos, nehézségekbe ütközik a minden követelményt kielégítő és eléggé hosszú tartócső beszerzése. Megfelelő könnyűfém csövek a repülőgépgyártásban fordulnak elő. Ezenkívül az állványozáshoz az építőiparban is használatosak. Az építkezéseken alkalmazott állványok könnyűfém csöveihez megfelelő szerelvények, például T-idomok, szögidomok kaphatók.

Megfelelő csőbilincsekkel — amelyeket minden lakatos el tud készíteni — stabilan hozzáerősíthetjük az antennaelemek csövét a tartóhoz (boomhoz). Szilárdsági okokból feltétlenül kerülnünk kell az antennaelemek átfúrását. Példaként a 16.11. ábrán bemutatunk egy megoldást arra vonatkozólag, hogyan lehet átfúrás nélkül is stabilan hozzáerősíteni az antennaelem csövét a tartócsőhöz. A vasrészeken mindenhol gondoskodni kell a megfelelő felületvédelemről.



16.11. ábra. Konstrukciós megoldás az összekötő szerelvényre



16.12. ábra. A VEB Antennenwerk (Bad Blankenburg) antennatartója

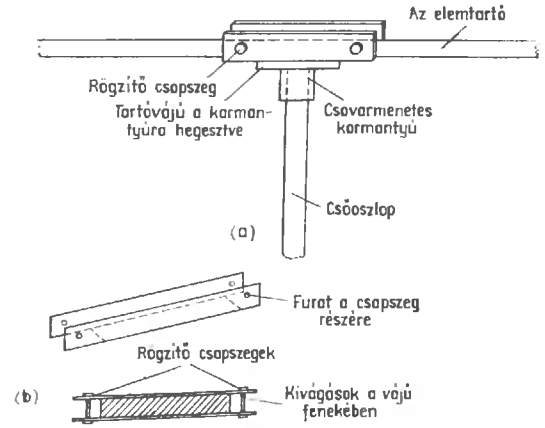
A VEB Antennenwerk (Bad Blankenburg) antennarögzítők néven hozza forgalomba a 16.12. ábrán látható tartószerelvényeket. Ezek kétféle

változatban készülnek: 42 mm ($1^1/_4$ hüvelyk) és 70 mm ($2^1/_2$ hüvelyk) csőátmérőig. A felületi védelemmel ellátott antennarögzítők felhasználásával nem túlságosan hosszú antennaelemeket jól lehet rögzíteni az antennatartón.

Ha például az antennaelemek túlságosan nagy belógása miatt fokozni kell a szerkezet stabilitását, dederon huzalt használhatunk a kifeszítésekhez. Ez az anyag nem szakad, kitűnően szigetel, és ellenáll az időjárási hatásoknak (nem mállik). A háztartási üzletekben ruhaszárító kötélnek ajánlják a körülbelül 2,5 mm vastag dederon huzalt. Még jobb azonban a műanyaggal körülvett üvegfonal, mert nem nyúlik.

16.6. Az iránysugárzó rögzítése az antennatartó póznán

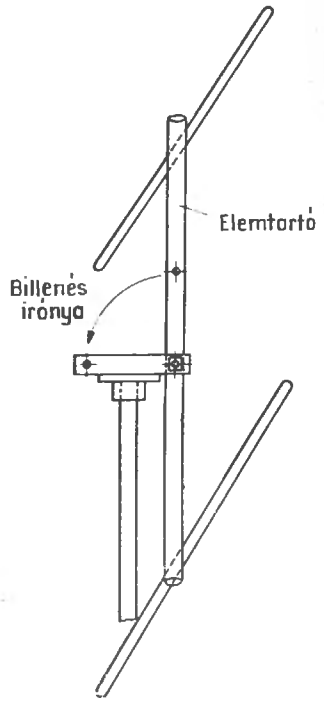
Az antennatartó pózna (árboc) megfelelő átmérőjű acélcsőből (horganyozott vízvezetéki csőből, gázcsőből, forrcsőből) készíthető el. Néha kaphatók hozzá megfelelő karimák is. A 16.13. ábra szerint például lehetőleg nagy felületű karimát csavarozunk az árboccső végére, ehhez pedig hozzáhegesztünk egy vastag acéllemezből kialakított vályút. A vízszintes antennatartót behelyezzük ebbe a vályúba, és két erős csappal rögzítjük a végleges helyzetben. A karimán levő csavarkötéseket biztosítani kell a kilazulás ellen.



16.13. ábra. Az antennaelemek vízszintes tartójának összekötése a függőleges tartóoszloppal:
(a) konstrukciós megoldás; (b) a tartóvályú részletrajza

E megoldásnak megvan az az előnye, hogy a készre szerelt iránysugárzót oly módon húzhatjuk fel az árbocra, hogy a súlypontjában átfúrt tartócső egyvonalba kerüljön a vályú furatával. A csap behelyezésével először a 16.14. ábrán látható helyzetben rögzítjük a boomot.

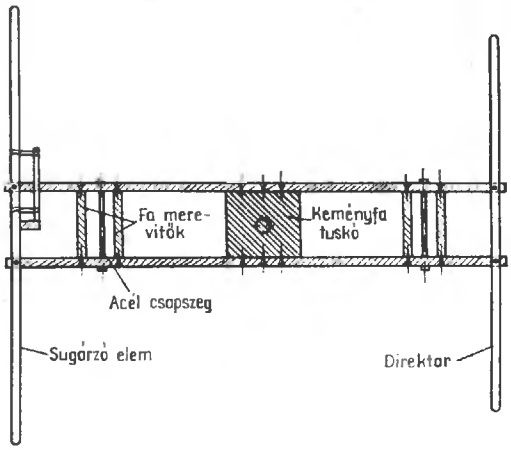
Ezután átbillentjük az antennát vízszintes helyzetbe, és rögzítjük a második csappal. Egyszerűsége mellett az a nagy előnye is megvan ennek a konstrukciónak, hogy az egyik vagy a másik csap kihúzásával bármikor visszabillenthetjük függőleges helyzetbe az egész iránysugárzót, és így kényelmesen elvégezhetjük rajta a szükségessé váló munkákat.



16.14. ábra. Az antenna felerősítése a csőárbocra

16.7. Faszerkezet mint az antennaelemek tartója

Az amatőr sokszor kénytelen valamilyen faszerkezetre bízni irányhatású antennáját. Jól raktározott, göcsmentes erdei fenyő vagy lucfenyő jól megfelel erre a célra. A stabil fatartók elkészítésének számos lehetősége közül kiragadtunk egyet. Ezt a könnyen elkészíthető tartóállványt a 16.15. ábrán mutatjuk be.



16.15. ábra. A kételemes iránysugárzó tartókeretének faszerkezete

Az antennaelemeket kis támszigetelőkkel rögzítjük a faszerkezeten. Minden különösebb hátrány nélkül azonban azt is megtehetjük, hogy egyszerű bilincsekkel erősítjük hozzá az antennaelemeket a fatartókhoz, és a felerősítési helyeken bevonjuk őket vékony polietilén fóliával. A középső keményfa tömb veszi fel majd a tartóárbocot. Szükség esetén lemezzel vonjuk be a keményfa tömböt és a hossztartót, hogy növeljük szilárdságukat. Az egész szerkezet élettartamának meghosszabbítására gondosan impregnáljuk a fát. A villámcsapások elleni védelemül itt is tisztafém konstrukciót alkalmazhatunk. Evégett egy széles fémszalaggal vagy erős huzallal összekötjük az antennaelemek középső részét, és ezt a földelővezetéket szorítócsavarral fémesen összekötjük a földelt acélárboccal.

17.

Rövidített elemekkel működő irányhatású antennák

A szokásosnál kisebb méretű iránysugárzók fokozódó érdeklődést váltanak ki az olyan amatőrök körében, akik helyhiány vagy más okok miatt nem engedhetik meg maguknak a terjedelmes „normal beam" megépítését. Különböző olyan konstrukciók ismeretesek, amelyek kisebb vagy nagyobb mértékben rövidített elemekkel működnek, és az amatőrzsargonban általában a *minibeam* vagy — ha különösen kicsinyek a méretek — *vest pocket beam* (mellényzsebbeam) nevet kapták.

Elvileg minden antennát mechanikailag tetszés szerint rövidíthetünk, ha közben valamilyen módon arról is gondoskodunk, hogy pótoljuk a rövidítés folytán elveszített induktivitást és kapacitást, és ezáltal megtarthassuk az antenna eredeti rezonanciáját. A legtöbb esetben valamilyen induktivitással kompenzáljuk az antenna geometriai rövidítését oly módon, hogy egy árammaximum helyén vagy a közelében beiktatunk az antennába egy tekercset vagy vezetékdarabot. Ritkább esetekben kapacitív kompenzálást alkalmazunk, vagyis lemezanyagból tárcsát vagy más, nagy környezeti kapacitású alakzatot vágunk ki, és mint végkapacitást a sugárzó végén, a feszültségmaximum pontjában helyezzük el.

A sugárzó természetes hosszának csökkentése kisebb-nagyobb mértékben mindig rontja az antenna tulajdonságait; ha nem így volna, nem is okozhatna különösebb gondot az antenna. Az antenna rövidítése mindenekelőtt az antennanyereséget és a sávszélességet csökkenti.

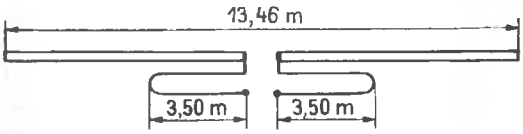
Egy gyakorlati szabály szerint a sávszélesség és a sugárzási ellenállás a rövidülés négyzetével csökken. Ez azt jelenti, hogy amikor például kétharmadára csökkentjük egy dipólus természetes hosszát, az eredeti értéknek körülbelül a négy kilencedére csökken a sugárzási ellenállás és a sávszélesség.

Az antennanyereség elsősorban azért csökken, mert egy tekerccsel helyettesítettük a sugárzóelem egyik szakaszát, és a tekercs térbelileg sokkal kisebb sugárzási teret hoz létre maga körül, mint a megszüntetett vezetékszakasz. Ily módon végeredményben összébbhúzódik az antenna körül az elektromágneses tér, és most már csak kisebb hatékonysággal lehet kisugározni az energiát. A vételi oldalon csak a hatásos felületének megfelelő energiát képes kivenni az antenna vezetője a környező elektromágneses térből. Minthogy pedig az antenna térbeli megrövidítése a hatásos felület csökkentésével egyenértékű, nyilvánvalóan csökkennie kell a felvett vételi energiának is.

A gyengébb kisugárzási és a kisebb hatásos felület a sugárzási ellenállás csökkenésével van kapcsolatban. Ezáltal ugyanis beszűkül a sáv és (a nagy áramok következtében) megnőnek a rézveszteségek. A parazita-elemekkel működő irányhatású antennának egyébként is kicsi a sugárzási ellenállása, és az elemek rövidítésével például 5 Ω-ra is lecsökkenhet. Ha a — nagyrészt a hosszabbító tekerccsel előidézett — veszteségi ellenállás szintén 5 Ω (nagyon is reális érték!), a hatásfok már csak 50%. Hogy ezeket a járulékos rézveszteségeket minél kisebb értéken tarthassuk, a hoszszabbító tekercsben rendkívül nagy jósági tényezőre van szükség. Kis sugárzási ellenállás esetén különösen nagy az áramerősség az árambasban (az árammaximum helyén), ezért a hosz-

szabbító tekercs vezetőjétől lehetőleg nagy felületet és igen nagy vezetést követelünk meg (a szkinhatás miatt). A tekercs helyének eltolásával nem sokra megyünk, mert ebben az esetben csökken a hosszabbító hatás, vagyis több menetet kell beiktatni, tehát végső fokon nem is lesznek kisebbek a veszteségek.

A beiktatott hosszabító tekercs ezenkívül eltorzítja a sugárzó mentén a szinuszos áram- és feszültségeloszlást, ezáltal rontja az irányhatást. A térbeli rövidítés egyetlen tulajdonságot nem érint az iránysugárzóban: a hátrasugárzási csillapítást. Ha a hatásfoknak nincs különösebb jelentősége, a kis méret és az iránymeghatározó képesség viszont nagyon fontos (például a rókavadászaton), előnyös lehet a rövidített antenna. A mozgó állomások rövidhullámú antennáját szinte mindig hosszabbító tekerccsel kell rezonanciára bírnunk, és amikor már semmilyen lehetőségünk nincs a teljes hosszúságú iránysugárzó kiépítésére, a minibeam még mindig jobb, mint valamilyen más segédantenna.



17.1. ábra. Csökkentett hosszúságú, 40 m-es antennaelem és a hosszabbító hurok

Az árammaximumban alkalmazott hosszabbító tekercset jól lehet pótolni a lineáris hosszabbító elemekkel, amire jó bizonyíték a Hy Gain cég által gyártott 40 m-es beam a maga rövidített elemeivel. Ennek az antennának a táplált elemét a 17.1. ábrán látjuk. A hajtű alakú hosszabbító hurok — egy körülbelül 2 mm vastag rézhuzal — beiktatásával elérjük, hogy a félhullámú antennaelem teljes hossza a 40 m-es sávban 20,50 m helyett kereken 13,50 m, vagyis a normális hosszra vonatkoztatva körülbelül 65%-os a rövidülés. A lineáris hosszabbító szakaszok aránylag kisebb veszteségeket okoznak, mint a szokásos hosszabbító tekercsek; a sugárzási ellenállás csökkenése kisebbnek tűnik, mert az ily módon rövidített kételemes iránysugárzóra megadott állóhullámarány a 40 m-es sáv teljes szélességében kisebb 2-nél.

Rövidítő végkapacitásokat tetőkapacitás alakjában többnyire a függőleges sugárzókon szokás alkalmazni. A vízszintes helyzetű, elforgatható iránysugárzókon azért ritkák, mert megnövelik a végeken a súlyt, és ezáltal mechanikailag túlságosan nagy igénybevételt idéznek elő (emelőhatás!).

17.1. A VK 2 AOU-féle miniatűr beam

A 20 m-es sávra VK 2 AOU egy különösen könnyen megépíthető, rövidített háromelemes iránysugárzót ismertetett, és a részletes méretezési adatokat is mellékelte a leíráshoz.

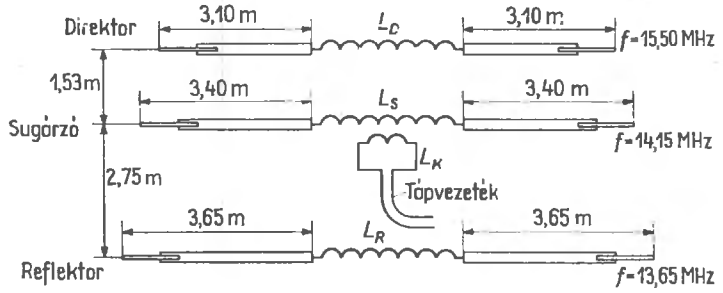
A 20 m-es sávban normális háromelemes Yagi-antennához képest ebben a változatban körülbelül 32 m^2-re csökkent a közel 65 m^2 felületszükséglet. A szokásos méretű kételemes beam antennákkal összehasonlítva, a VK 2 AOU szerinti miniatűr beam kisebb sávszélességgel, de nagyobb hátrasugárzási csillapítással nagyjából ugyanakkora antennanyereséget biztosít. A 17.2. ábrán közöljük a miniatűr beam vázlatos rajzát és a VK 2 AOU által megadott méreteit.

Az egyes antennaelemekre megadott rezonanciafrekvenciák grid dip meter alapján állítandók be, de csak akkor érvényesek, amikor a szokásos magasságban van az antenna. Természetesen nagyon kellemetlen — ha ugyan nem lehetetlen is — a magas tartóárbocra már felszerelt antennát pontosan behangolni. Ezért VK 2 AOU az egész beállítást a földről végezte el: súlypontjánál fogva hozzáerősítette az egész miniatűr beamet egy állólétrához oly módon, hogy körülbelül 180 cm-re legyen a föld felett, és ebben az „üzemi magasságban" hangolta be. Magától értetődik, hogy az ilyen beállítás során figyelembe kell venni a közeli talajfelület kapacitív hatását. Jól vezető agyagtalaj fölött a kisebb frekvenciák irányában közel 300 kHz-cel tolódott el a rezonancia. Ha kisebb a talaj vezetése, valamivel kisebb frekvenciaeltolódásra számíthatunk. Ha magunk is megépítjük magunknak ezt az iránysugárzót, ajánlatos ezen a módon a földről elvégezni a beállítást. A grid dip mérő felhasználásával nagyjából a következő rezonanciafrekvenciákra állítsuk be a miniatűr beam antennaelemeit:

direktor	15,20 MHz;
sugárzó	13,90 MHz;
reflektor	13,40 MHz.

Egy-egy antennaelem hangolása során ne felejtsük el rövidrezárni a másik két antennaelem hosszabbító tekercsét, hogy ezzel az elhangolással kiküszöbölhessük az antennaelemek kölcsönhatását.

E durvabeállítást követi a tulajdonképpeni finombeállítás. A behangolás során a földről egy



17.2. ábra. Háromelemes miniatűr beam a 20 m-es sávra VK 2 AOU szerint:

A hosszabbító tekercsek méretei

L_D=9 menet, a tekercs hossza 6,5 cm, átmérője 6 cm;
L_S=11 menet, a tekercs hossza 8,0 cm, átmérője 6 cm;
L_R=10 menet, a tekercs hossza 7,5 cm, átmérője 6 cm;
L_K=3 menet, a tekercs hossza 5,0 cm, átmérője 10 cm;
(L_K szabadon rátekercselve az L_S tekercsre).
Az L_D, L_S, L_R tekercsek anyaga legalább 3 mm átmérőjű Al-, Cu- vagy CuAg-huzal.
Az L_K tekercs anyaga legalább 3 mm átmérőjű Cu- vagy CuAg-huzal

adóval a sugárzó rezonanciafrekvenciáján, 13,90 MHz-en gerjesztjük a miniatűr beamet. Ezzel egyidejűleg egy egyszerű térerősségmérőt helyezünk el lehetőleg távol az antennától, de a sugárzó magasságában, és az antennaelemek hosszának vagy a reflektor és a direktor hosszabító tekercsének kisebb változtatgatásával úgy végezzük el a behangolást a műszer alapján, hogy előre minél nagyobb, hátra pedig minél kisebb mértékű legyen a sugárzás. Megjegyezzük, hogy felesleges teleszkópszerűen képezni ki az antennaelemek végét, mert a hosszabbító tekercsek változtatgatásával (a menetek összenyomásával és széthúzásával) is megfelelő hangolóhatást érünk el.

A 17.2. ábrán közölt méretek gyakorlatilag kipróbált irányértékek. A csövek hosszát a hosszabbító tekercsek egyidejű kisebbítésével növelhetjük; ezáltal kissé megnő az antennanyereség. A hosszabbító tekercsek megnövelésével egyidejűleg lerövidített csövek rontják az antennanyereséget és tovább csökkentik az antenna sávszélességét. Ha az egyes csövek 2,50 m-nél rövidebbek, igen nagy mértékben csökken az elérhető nyereség.

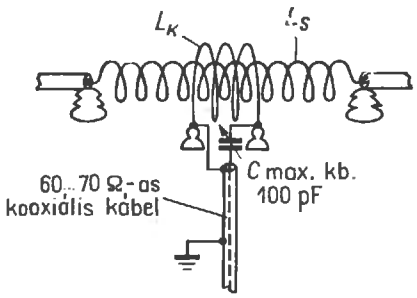
A csövek átmérője 20...40 mm lehet és kizárólag csak a mechanikai szempontoktól függ. A csőátmérővel kapcsolatos elektromos változások nagyon csekélyek, és a behangolással ezeket a hatásokat is kiküszöböljük.

A hosszabbító tekercsek jósági tényezőjének nagynak kell lennie. Levegőszigetelést és legalább 3 mm átmérőjű alumínium huzalt alkalmazzunk. Az ezüstözött rézhuzal elektromosan jobb ugyan, de a rézhuzal és a könnyűfém elemek között nem lehetne tartósan jó kötést létesíteni. A nedvesség hatására ugyanis a kötés helyén galvánelem keletkezik, korrodeál a felület, és bizonytalanná válik az érintkezés. A táplált elem hosszabbító tekercsén elhelyezendő L_K csatoló tekercset rézből készítsük el, mert a hozzá csatlakozó tápkábel is rézvezetőket tartalmaz.

Az irányhatású antennarendszer táplálásához induktív csatolásra van szükség, és a csatoló tekercs megfelelő méretezésével bármilyen típusú és tetszés szerinti hullámellenállású tápvezetéket jól illeszthetünk az antennához. A csatoló tekercs és a hozzá csatlakozó tápkábel visszahat a hosszabbító tekercsre, és egy kissé eltolja a sugárzó rezonanciafrekvenciáját, úgyhogy kissé utána kell állítani a táplált antennaelemet. A VK 2 AOU által az L_K csatoló tekercsre megadott értékek 70 Ω-os szalagvezetékre vagy 70 Ω-os koaxiális kábelre vonatkoznak, de változatlanul megtarthatók akkor is, ha 60 Ω-os a koaxiális kábel. Ha 240 Ω-os szalagvezetéket akarunk használni, meg kell növelnünk a menetszámot. A csatoló tekercs méreteinek kisebb változtatgatásával 1,3-nél kisebbre csökkenthetjük az állóhullámarányt. Az induktív csatolással behozott meddőösszetevőt a 17.3. ábra szerint egy forgókondenzátorral kompenzálhatjuk. Ezáltal egy kissé még tovább csökkenthetjük az állóhullámarányt.

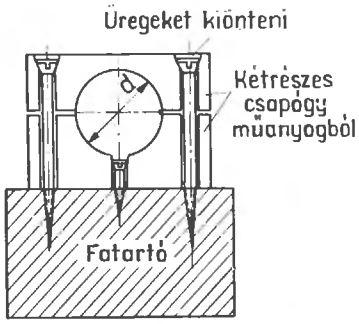
Minden elemet szigetelten kell a tartóállványra szerelni. Fából a 16.15. ábra szerint készíthetünk el megfelelő tartóállványt. Olyan megfelelő köz-

tartó szigetelőket, amelyeket az antennaelemek rögzítéséhez alkalmas csőbilincsekkel is elláthatunk, csak ritkán tudunk beszerezni. Jó rögzítési lehetőséget adnak a nedvességre érzéketlen műanyagból (pl. polietilénből) készített köztámaszok, amelyekkel mint csapágycsészékkel lehet befogni az antennaelemek csövét.



17.3. ábra. A tökéletesített induktív illesztés

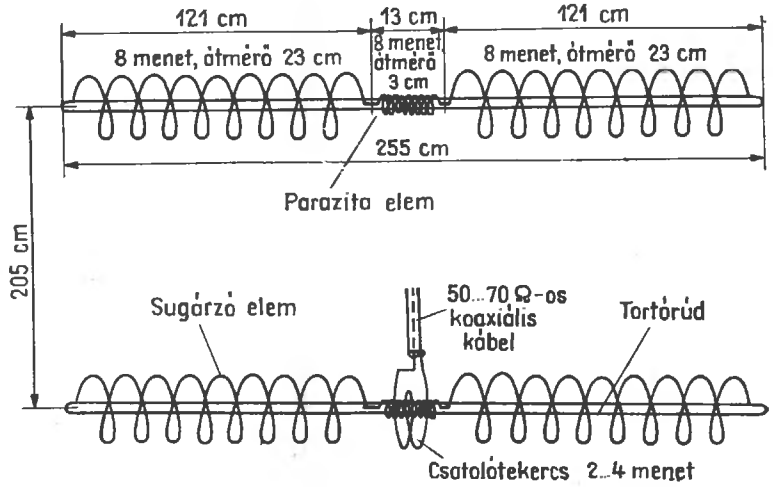
Egy ilyen megoldást a 17.4. ábrán láthatunk. A csapágycsésze furata a rögzítendő antennaelem csövének az átmérőjével egyenlő. A jó rögzítés érdekében vonjuk be a csövet a felfekvő felületen két vagy több réteg polietilén fóliával vagy más, hasonló anyaggal. Ezzel egyúttal a szigetelést is javítjuk. A háromelemes miniatűr beam szereléséhez összesen tizenkét ilyen szigetelőbakra van szükség. A 16.15. ábra szerinti tartóállványon megfelelő (2,75 m és 1,53 m) távolságban három, nagyjából 1,50 m hosszú keresztlécet helyezünk el az antennaelemek csövének rögzítéséhez. Az antennatartó faszerkezet hossza 4,30 m.



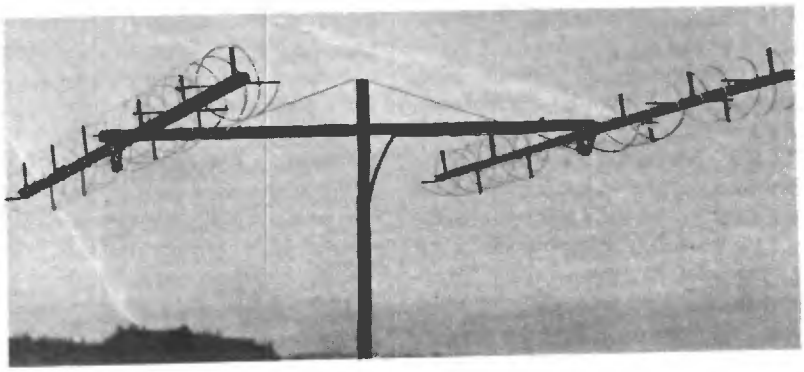
17.4. ábra. Az antennaelemek szigetelt rögzítésére alkalmas tartóbak keresztmetszeti rajza. A *d* furatot az antennaelemek elkészítéséhez felhasználandó cső átmérőjének megfelelően kell felvenni

17.2. Miniatűr beam W 8 YIN szerint

Ez az elforgatható, kételemes sugárzó a 20 m-es sávban működik, és antennaelemei tekercsek. Ezért hosszirányban mindegyik elem 2,55 m. A W 8 YIN által megadott méreteket a 17.5. ábra, a kész antenna fényképét pedig a 17.6. ábra tartalmazza. A csavarvonalszerű tekercseket egy vékony rúd körül helyezzük el és szigetelőanyagból készített támokkal rögzítjük. Hogy lehetőleg minél



17.5. ábra. Kételemes miniatűr beam a 20 m-es sávra W 8 YIN szerint



17.6. ábra. A W 8 YIN szerinti irányhatású antenna fényképe

kisebbek legyenek a vezetővel előidézett veszteségek, vastag huzalt használunk fel erre a célra, és a súly csökkentésére alumíniumot választunk. A vezetés tekintetében az alumínium nem lényegesen rosszabb a réznél. Legalább 4, de inkább 6 mm átmérőjű huzalt vagy minél szélesebb könnyűfém szalagot ajánlunk.

Az antennaelemek távolsága $0{,}1\lambda$, vagyis körülbelül 2,05 m. A parazita-elem direktorként működik, ennek megfelelően kell behangolni a rendszert.

W 8 YIN adatai szerint nincs méretbeli különbség a sugárzó és a parazita-elem között, úgyhogy az utóbbi tekercseinek kisebb változtatgatásával állítjuk be a kívánt direktorhatást. A koaxiális tápkábelt induktív csatolással, egy csatoló tekercs beiktatásával csatlakoztatjuk.

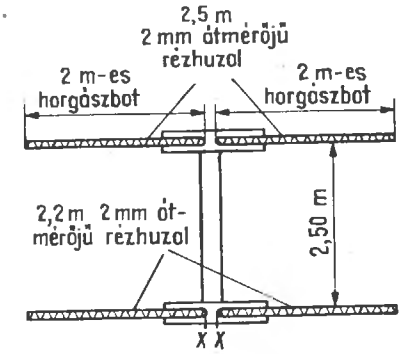
A rendszer előzetes beállításához mindenképpen egy grid dip meter felhasználásával ellenőrizzük a rezonanciafrekvenciát. Ha a táplált antennaelem például 14 100 kHz-en rezonál, a direktor rezonanciafrekvenciáját körülbelül 15 400 kHz-re kell beállítanunk.

Az ilyen nagy mértékben rövidített elemekkel már szó sem lehet róla, hogy a teljes hosszúságú, félhullámú dipólushoz képest valamilyen antennanyereséget érhessünk el. Olyan szükségmegoldás ez az antenna, amely a gyakorlati rádióforgalomban jó hátrasugárzási csillapításánál fogva kedvezőbb az egyszerű normális dipólusnál.

A lehetőségeken belül többé-kevésbé széthúzhatjuk a tekercseket, úgyhogy hosszabb ágakat kapunk. Ezáltal megfelelő mértékben javulnak az antenna tulajdonságai.

17.3. Horgászbotokból kialakított és elforgatható, rövidített iránysugárzó a 10 m-es sávra

Az előzővel azonos elven különösen könnyű konstrukciót úgy kapunk, hogy a tekercseket üvegszállal erősített poliésztergyantából gyártott horgászbotokra szereljük. Ez az anyag olyan jó szigetelő, hogy a szükséges meneteket közvetlenül rátekercselhetjük. A 10 m-es sávra a 17.7. ábra szerint kialakított kételemes iránysugárzó elemenként két ilyen, egyenként 2 m hosszú horgászbotot tartalmaz. Hogy körülbelül 29 MHz-en kapjunk rezonanciát, a táplált antennaelem mindkét botjára egyenletesen rátekercselünk 2,20 m hosszú 2 m-es rézhuzalt. A reflektor két szárán ugyanilyen módon egyenként 2,50 m huzalt helyezünk el, és az elem geometriai közepén összekötjük egymással a két drótvéget.



17.7. ábra. Horgászrúdból kialakitott, irányhatású rövidített sugárzó a 10 m-es sávra

A reflektor távolsága 2,50 m legyen, és az *XX* táppontban ebben az esetben kereken 60 Ω impedanciát kapunk. Itt tehát egy 60 Ω-os koaxiális kábellel közvetlenül táplálhatjuk a rendszert. A behangoláshoz — mint már elmondtuk — grid dip meter szükséges. Ha csökkenteni kell a frekvenciát, az árammaximum helyén (az antennaelem közepén) kissé összébbszorítjuk a tekercset (csökkentjük a menetek közötti távolságot), ellenkező esetben pedig széthúzzuk itt a meneteket. A lehetséges legjobb reflektorhatást a legegyszerűbben a működő antennán lehet beállítani: az árammaximum helyén úgy toljuk el a meneteket, hogy a térerősségmérő szerint előre a legnagyobb erősítést, hátra pedig a legnagyobb csillapítást kapjuk meg.

Minthogy az antennaelemek a teljes hossznak körülbelül a négyötödét érik el, a tulajdonságok tekintetében ez az antenna nagyon jól megközelíti a teljes hosszúságú kételemes iránysugárzót. Arra mindenesetre számítanunk kell, hogy az aránylag vékony antennavezetők miatt a rézveszteségek nagyobbak lesznek, a sávszélesség pedig csökken.

18.

Többsávos iránysugárzók

Aki mindegyik DX-sávban elforgatható iránysugárzóval akar dolgozni, annak tulajdonképpen minden sávra külön antennát kell építenie. Ezt a nagy luxust azonban kevés amatőr engedheti meg magának. Ezért mindig megvoltak a törekvések a vízszintes helyzetű és elforgatható iránysugárzók olyan kialakítására, hogy ugyanazt az antennát egyidejűleg két vagy három amatőrsávban lehessen használni. Sikerült is különböző megoldásokat találni e feladat megoldására.

A többsávos antennák között mindenekelőtt két teljesen különböző fajtát kell megkülönböztetnünk. Az egyik csoportba a nem igazi többsávos sugárzók tartoznak. Ezek egyszerűen csak olyan konstrukciók, amelyek egy közös tartószerkezeten több — különböző sávokra méretezett — antennát foglalnak magukban. Egyes megoldások szerint a különböző antennákat ugyanaz a tápvezeték gerjeszti, de a legtöbb esetben megvan mindegyik antennának a maga külön energiavezetéke. E csoport jellegzetes képviselője a forgósávos cubical quad.

Az igazi többsávos antennák egyetlen sugárzórendszert tartalmaznak, de ez a rendszer többnyire a soksávú rezgőkörök elvén működve több sávban is rezonál.

Mindkét rendszernek megvannak a maga előnyei és hátrányai.

Az egymásba beskatulyázott antennarendszerekkel ellátott többsávos antennák kissé alaktalanok, de — amennyiben quadantennákról van szó — egyszerű huzalos elemekből állíthatók össze, mindegyik sávban jó hatásfokkal működnek, és a hangolás során nem okoznak nehézségeket. Ezért a házi eszközökkel összeállított többsávos, elforgatható iránysugárzók között egyre több a háromsávos quadantenna.

A valódi többsávos, elforgatható iránysugárzók a mechanikai és elektromos pontosság szempontjából részben nagyon igényesek. Általában csak egy amatőrsávban érik el éppen az egyébként egyenértékű, de teljes hosszúságú egysávos antenna hatásfokát, a többi sávon többé-kevésbé alulmarad a teljesítményük. E valódi többsávos antennákban sokszor megtalálhatók az előbbi, 17. fejezetben ismertetett hosszabbító tekercsek, lineáris hosszabbító elemek és zárókörök. Szintén előidéznek járulékos veszteségeket, úgyhogy semmilyen kétségünk nem lehet aziránt: a valódi többsávos antennák minden esetben egy többé vagy kevésbé értelmes kompromisszumos megoldást képviselnek. Az is igaz azonban, hogy csekély helyszükségletük miatt sokszor az egyedüli antennák, amelyek egyáltalán összeállíthatók az eredményes DX-forgalomhoz. A tapasztalt rádióamatőr azt is jól tudja, hogy a DX-összeköttetések létrehozásában nem annyira a névleges antennanyereség számít, hanem sokkal inkább a teljes sugárzási jelleggörbe, ezen belül pedig nagy szerepe van a függőleges emelkedési szögnek.

18.1. G 4 ZU háromsávos, elforgatható iránysugárzója

A G 4 ZU által kidolgozott háromsávos beam a csekély mechanikai ráfordítások, egyszerű behangolási lehetőségek és nagy teljesítőképesség szempontjából bizonyára a legkedvezőbb megol-

dású valódi többsávos antennák közé tartozik. Ez az elforgatható iránysugárzó Angliában Panda Beam néven mint gyári termék kerül forgalomba, és nagy népszerűségnek örvend.

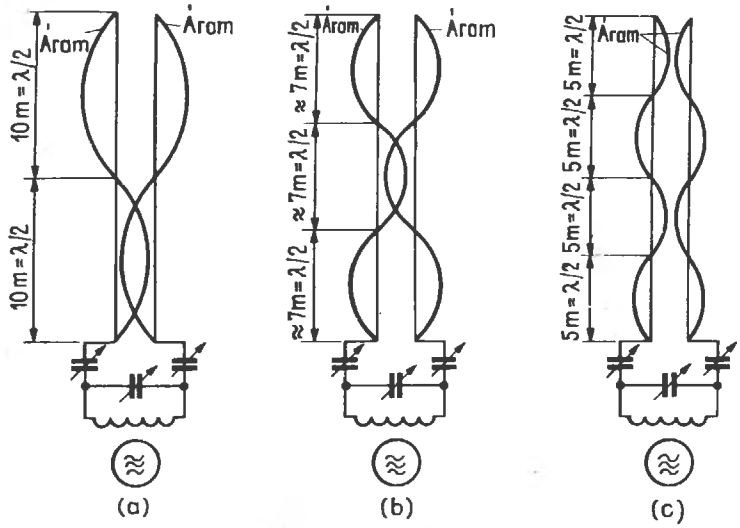
18.1.1. A táplált antennaelem

Az ebben az esetben alkalmazott gerjesztési mód a Yagi-rendszerekben általában nem található meg: itt ugyanis egy hangolt vezetéken keresztül kap táplálást az antenna. Működésének megértéséhez képzeljük el mindenekelőtt egy 20 m-es kéthuzalos Lecher-vezeték áramviszonyait (18.1. ábra). Mint a berajzolt árameloszlási görbéken látjuk, a Lecher-vezeték rezonanciahossza 20 m-en kétszer $\lambda/2$, 15 m-en háromszor $\lambda/2$, 10 m-en pedig négyszer $\lambda/2$. A különböző hullámhosszakon egy univerzális hangolókészülékkel lehet kiegyenlíteni a kisebb mérethibákat.

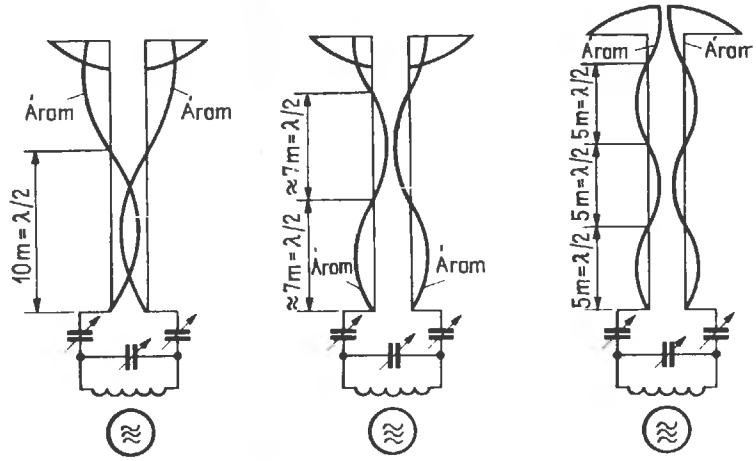
Ha e vezeték felső végét derékszögben széthajlítjuk, a rezonanciahelyzet nem változik meg, de a széthajlított vezetékrész most már kisugározza a bevezetett nagyfrekvenciás energiát, vagyis átalakult sugárzóvá (18.2. ábra). A 18.1. és a 18.2. ábrán nem egészen pontos az árameloszlás ábrázolása, mert a hangoló készülékkel mindig pontosan rezonanciába lehet hozni az egész rendszert. Ily módon a tápvezeték talppontjában nincs mindig pontosan csomópontja az áramnak. Hogy jobb áttekintést adjunk a viszonyokról, ezt a körülményt nem vettük figyelembe. Mint a 18.2. ábrán jól megfigyelhetjük, a megrajzolt esetekben mindenhol elérhető a rezonancia, bár a széthajlított vezetékszakasz önmagában nincs rezonanciában az üzemi frekvencián. A sugárzó egy része mintegy ott rejtőzik a tápvezetékben. Ezzel kapcsolatban számítanunk kell a sugárzási teljesítményben bizonyos veszteségre, különösen ha a széthajlított, sugárzó szakasz sokkal rövidebb $\lambda/2$-nél.

A gyakorlatban úgy méretezzük a táplált antennaelemet, hogy $2 \cdot 3{,}65$ és $2 \cdot 3{,}85$ között legyen a hossza, és ezzel a félhullámú rezonancia közelébe kerülünk a 15 m-es sávban. A hangolt tápvezeték hosszára ekkor még éppen 16,5 m jut, és a pontos rezonanciát az energiavezeték talppontjában elhelyezett hangoló készülékkel állítjuk be.

A tápvezetéknek minél kisebb veszteségűnek kell lennie, hullámellenállása 300 és 600 Ω között lehet. Célszerű ezért kéthuzalos, légszigetelésű vezetéket („létrát") venni. Ultrarövid hullámú szalagvezeték is megfelel, de nagyobb veszteséget okoz. Ez esetben a rövidülési tényezőt is figyelembe kell venni (ez körülbelül 0,80, úgyhogy a vezeték hossza kereken 13,50 m lesz). A forgatható antenna és a rögzített kéthuzalos tápvezeték között hajlékony kapcsolatra van szükség, ezért egy rövid, 300 Ω hullámellenállású szalagvezetéket iktatunk be. A rövidülési tényező eltérését és ezzel kapcsolatban az elektromos vezetékhossz megváltozását a hangoló készülékkel többnyire ki lehet egyenlíteni.



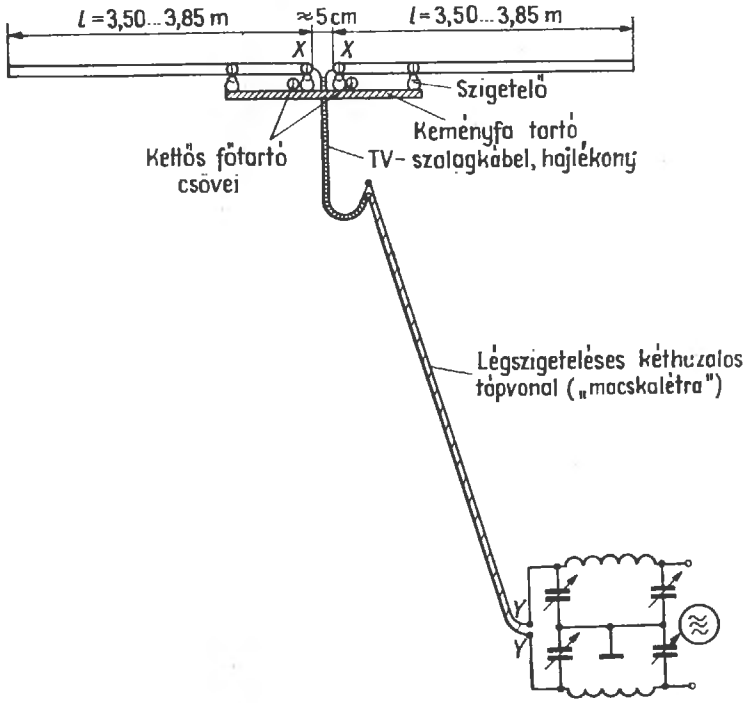
18.1. ábra. A 20 m hosszú, kéthuzalos vezeték:
(a) kétszer $\lambda/2$ szerint gerjesztve (a hullámhossz körülbelül 20 m); (b) háromszor $\lambda/2$ szerint gerjesztve (a hullámhossz körülbelül 15 m); (c) négyszer $\lambda/2$ szerint gerjesztve (a hullámhossz körülbelül 10 m)



18.2. ábra. A 20 m-es Lecher-vezeték átalakítása a végeknek 3,50 m hossz mentén való széthajlításával:
(a) gerjesztés 20 m hullámhosszon (14 MHz frekvencián); (b) gerjesztés 15 m hullámhosszon (21 MHz-en); (c) gerjesztés 10 m hullámhosszon (28 MHz-en)

Jobban függetleníthetjük magunkat a hangolt tápvezeték hosszától, ha az energiavezeték talppontját a 18.3. ábra szerint egy szimmetrikus Collins-szűrőn keresztül kötjük össze a végfokozat tankkörével. Az ilyen aluláteresztő szűrő azonkívül hogy lehetővé teszi az egész rendszer egyszerű és pontos behangolását, egyúttal elfojtja a félhullámokat. Ennek az utóbbi hatásnak különösen a többsávú antennákban van nagy jelentősége, mert az ilyen antennák a félhullámokra is rezonálnak.

A 18.3. ábrán egy G 4 ZU-féle háromsávos beam

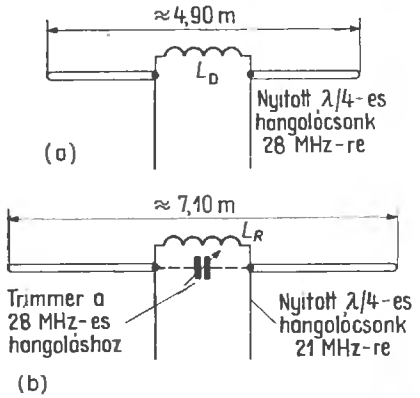


18.3. ábra. A G 4 ZU szerinti elforgatható, irányhatású antenna táplált elemének kialakítása

táplált antennaelemét, mechanikai szerelését és tápvezetékét rajzoltuk meg. Sugárzó szakasza a 15 m-es sávban valamivel hosszabb a hullámhossz felénél, a 10 m-es sávban megegyezik egy rövidített egészhullámú dipólus hosszával, a 20 m-es sávban pedig rövidített félhullámú elem módjára működik. Talpponti impedanciája az *XX* pontokban ezért nagymértékben függ az üzemmódtól, és jelentős a meddőösszetevője. Ezért hangolt tápvezetéket kell itt alkalmazni.

18.1.2. A többsávos parazita-antennaelem

A 18.4.(a) ábrán látható direktor a beiktatott hosszabbító tekercs és ezzel kapcsolatban egy nyitott negyedhullámú vezeték alkalmazásával egyidejűleg két sávban, 21 és 28 MHz-en képes direktorként viselkedni. Teljes hossza a 10 m-es sávra



18.4. ábra. Többsávos parazita-elemek
(a) direktor 21 MHz-re és 28 MHz-re; (b) reflektor 14 MHz-re és 28 MHz-re

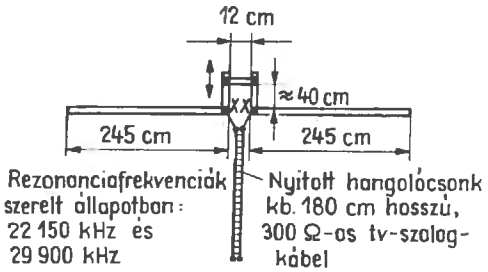
elvégzett méretezés szerint 4,90 m. A geometriai közepén beiktatott L_D tekercs elektromos hosszabbítást okoz, úgyhogy a 15 m-es sávban is megvan a direktorhatás. Mármost a 10 m-es sávra ki kell iktatni ezt a tekercset, de ugyanakkor a 15 m-es sávban meg kell tartani hatását. Ezt úgy érjük el, hogy ezzel az L_D hosszabbító tekerccsel párhuzamosan kapcsolunk egy nyitott kéthuzalos vezetéket, amelynek elektromos hosszát a 28 MHz-nek megfelelő negyedhullámú rezonanciára állítottuk be.

Az 5.29. ábrán megfigyelhettük, hogy a nyitott negyedhullámú vezeték mint soros rezgőkör hat. Mint tudjuk, a soros rezgőkör ellenállása a rezonanciafrekvencián nagyon kicsi, minden más frekvencián viszont roppant nagy, és többé-kevésbé lezár. Úgy is mondhatjuk tehát, hogy ez az áramkör a rezonanciafrekvenciáján rövidzárnak tekinthető, minthogy pedig párhuzamosan van kapcsolva az L_D hosszabbító tekerccsel, a 28 MHz frekvencián nem érvényesülhet a hosszabbító hatás. A 15 m-es sávban viszont a nyitott csonk rövidebb a negyedhullámnál, tehát az 5.29. ábra szerint mint kapacitás működik, és csak a hosszabbító tekercs méretezésében kell figyelembe venni. Itt tehát ez a nyitott negyedhullámú csonk olyan átkapcsoló, amely frekvenciaszelektív voltával és automatikus működésével lehetővé teszi a direktor kétsávos üzemét.

Ugyanilyen eredménnyel egy $\lambda/4$-nél elektromosan rövidebb, zárt kéthuzalos vezeték is helyettesítheti a hosszabbító tekercs induktivitását (5.29. ábra). Ebben az esetben a G 4 ZU-beam direktorát kapjuk meg (18.5. ábra).

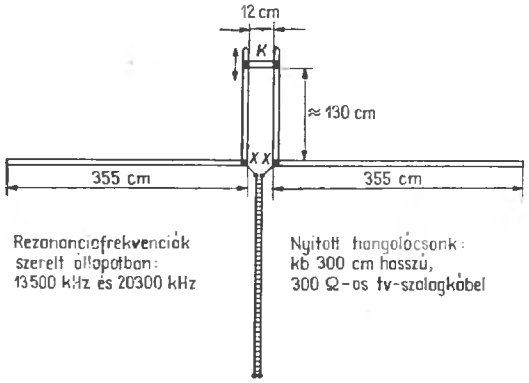
A 18.4.(b) ábrán látható, kereken 7,10 m hosszú reflektor a nagyjából 20 MHz-re méretezett negyedhullámú csonkkal együtt a 15 m-es sávban tölti be a reflektor szerepét. Az L_R hosszabbító tekercs a 20 m-es sávban hoz létre rezonanciát. Ily módon a negyedhullámú csonk a 21 MHz-es üzemben elektromosan rövidrezárja az L_R hosszabbító tekercset, mint ahogyan a direktorral kapcsolatban is láttuk. A 14 MHz-en gerjesztett rendszerben kis kapacitív terhelést okoz a nyitott csonk, és hatékonnyá válik a hosszabbító tekercs. 28 MHz-en is még jó reflektorhatást kapunk, bár ebben a tartományban túlságosan hosszú a reflektor. Arra nincs feltétlenül szükség, hogy rezonanciára legyen hangolva a reflektor, ha elektromosan hosszabb a táplált antennaelemnél (ilyen például a reflektorfal is). Ebben az elrendezésben is azonban megvan a lehetőség, hogy a soksávos reflektorelemet mint kettős reflektort rezonanciára hangoljuk a 28 MHz frekvencián.

Úgy érjük el ezt, hogy a 18.4.(b) ábra szerint a hosszabbító tekerccsel párhuzamosan kapcsol-



18.5. ábra. A G 4 ZU-beam direktora

juk a szaggatott vonalakkal megrajzolt trimmert. A nyitott negyedhullámú csonk ($f_{res} = 20$ MHz) most induktivitásként viselkedik a 28 MHz-en, mert elektromos hossza itt kisebb $\lambda/4$-nél. Ezzel az induktivitással párhuzamos a hosszabbító tekercs L_R induktivitása, a teljes eredő induktivitás tehát nagyon kicsi (Kirchhoff-törvény!), és a trimmer megfelelő beállításával párhuzamos rezonanciát érhetünk el 28 MHz-en, amikor is a dipólus mindkét ága egy-egy hangolt reflektorrá alakul át. Általában azonban nem szokás kihasználni ezt a lehetőséget, mert a behangolás valamivel bonyolultabbá válik, ugyanis itt a hosszabbító tekercset is kell módosítani. Különösebb hangolás nélkül is kapunk azonban reflektorhatást 28 MHz-en, és a reflektor hatásfokának kis javulása semmilyen összefüggésben nincsen a kiegészítésként elvégezhető behangolással.



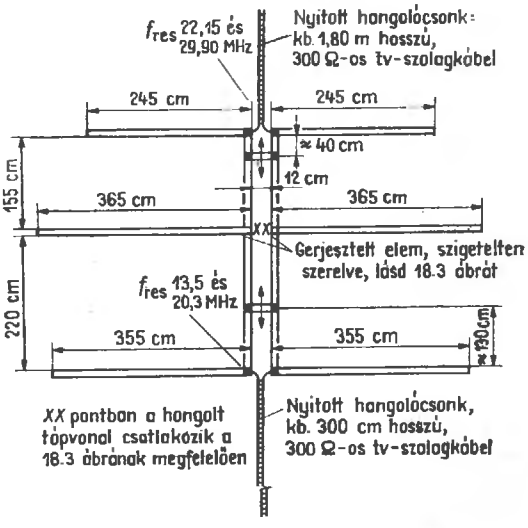
18.6. ábra. A G 4 ZU-beam reflektora

A reflektorelemben rövidrezárt csonk is helyettesítheti a hosszabbító tekercs induktivitását, akárcsak a G 4 ZU-rendszerben (18.6. ábra). Hossza körülbelül 130 cm, és a változtatható helyzetű rövidzárral úgy állítjuk be, hogy 13,5 MHz legyen a rezonanciafrekvenciája. A nyitott negyedhullámú csonkot 20,3 MHz rezonanciafrekvenciára kell méretezni. Az utóbbi 20,3 MHz, 14,778 m hullámhossznak felel meg, a negyedhullám tehát kereken 3,70 m. Minthogy a nyitott csonkot 300 Ω-os ultrarövid hullámú szalagvezetékből készítettük el, a rövidülési tényezőt 0,80... 0,82 értékkel kell behelyettesíteni, és ebből azt kapjuk, hogy a megfelelő geometriai vezetékhossz körülbelül 3 m. Más típusú vezetékből is elkészíthető a negyedhullámú csonk, de a hossz kiszámításakor mindig a megfelelő rövidülési tényezőt kell figyelembe venni. A rezonanciafrekvenciát egy grid dip mérő felhasználásával egyszerűen és gyorsan meghatározhatjuk.

Hasonló viszonyokat kapunk a 18.5. ábra szerinti kétsávos direktorra is. Ebben az esetben a csak mintegy 40 cm hosszú, zárt csonkkal 22,15 MHz rezonanciafrekvenciát állítunk be, a nyitott csonknak viszont 29,9 MHz-en kell negyedhullámú rezonanciában lennie. Minthogy azonban a 10 m-es sávban a direktorhatás szempontjából kissé hosszú az egyenes direktorelem, az elektromos $\lambda/4$-nél rövidebbre kell venni a nyitott negyedhullámú csonkot, mégpedig annyira, hogy az összekapcsolt rendszer együttesen 29,9 MHz-en jöjjön rezonanciába. Itt 180 cm a csonk hossza, és 0,80 rövidülési tényező figyelembevételével 225 cm elektromos hossz adódik.

18.1.3. A G 4 ZU-beam teljes elrendezése

A 18.7. ábrán a teljes G 4 ZU-beam látható. Ebben a megoldásban körülbelül 12 cm-re átmenő tartócsöveket alkalmazunk, és ezek a csövek alkotják egyúttal a reflektor és a direktor zárt csonkját is. A táplált antennaelem el van szigetelve ezektől a párhuzamos tartócsövektől, ahogyan a 18.3. ábrán is látjuk. Az is látható viszont az ábrán, hogy a reflektor és a direktor fémesen csatlakozik a csövekhez. Azt is megtehetjük persze, hogy fából készítünk tartókeretet, és a zárt csonkokat könnyűfém csövekből vagy szalagokból készítjük el. A szalagvezetékből készített nyitott csonkok szabadon függnek a rajzon, de minden hátrányos következ-



18.7. ábra. A G 4 ZU háromsávos beam-je

mény nélkül be is tolhatók egy nyitott csővégbe. Így jobban ellenállnak az időjárás viszontagságainak, és nem láthatók. A kiegyenlítést ilyen körülmények között ebben az állapotban is el kell végezni.

A 20 m-es sávban nem érvényesül semmilyen direktorhatás, az antenna ilyenkor rövidített kételemes iránysugárzóként működik. Minthogy a reflektor távolsága ebben az üzemmódban kereken csak $\lambda/10$, a hangolás nehézségekbe ütközik; a sávszélesség és az antennanyereség kisebb a teljes hosszúságú és nagyobb reflektortávolságú kételemes beam megfelelő értékeinél.

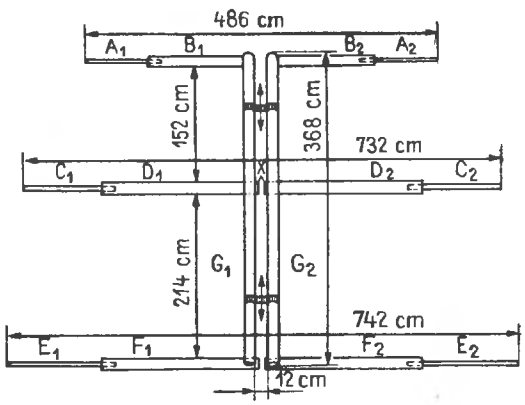
A 15 m-es sávban három elemmel működik a G 4 ZU-beam. Az antennaelemek távolsága normális méretezésnek felel meg, ezért kereken 6 dB antennanyereségre és a szokásos háromelemes Yagi-antennák minden további jellemzőjére is számíthatunk.

A legkedvezőbb tulajdonságokat azonban a 10 m-es sávban éri el a G 4 ZU-beam, mert ezeken a frekvenciákon hosszabbított elemekkel működik. Az antennanyereség körülbelül 7 dB-t érhet el. A 10 és 15 m-es üzemben nem olyan kényes a beállítás, mint 20 m-en.

18.1.4. Biztonságosan megépíthető háromsávos beam

A 18.8. ábrán egy kipróbált G 4 ZU-féle beam vázlatos felépítését és méreteit látjuk. Egy gyári készítésű, bevált antenna méreteiről van itt szó.

Mechanikai okokból egy vastagabb és egy vékonyabb csőre oszlik fel a dipólus két fele. A könnyűfém csövek méreteit itt úgy állapítjuk meg, hogy



18.8. ábra. Egy kipróbált, háromsávos G 4 ZU-beam méretei

teleszkópszerűen be lehessen tolni a vékonyabb külső csövet a vastagabb belső csőbe. Ezáltal nemcsak a súly, hanem a szélellenállás is csökken, és javul a mechanikai stabilitás. Hogy milyen mélyen kell egymásba tolni a csöveket, ez minden egyes elemre vonatkozólag a teljes hosszkiterjedéstől függ.

A szükséges csőméretek a következők:

A_1, A_2 = 18 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú, egyenként 125 cm hosszú dúralumínium cső;

B_1, B_2 = 22 mm átmérőjű és 2 mm falvastagságú, egyenként 125 cm hosszú dúralumínium cső;

C_1, C_2 = 18 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú, egyenként 175 cm hosszú dúralumínium cső;

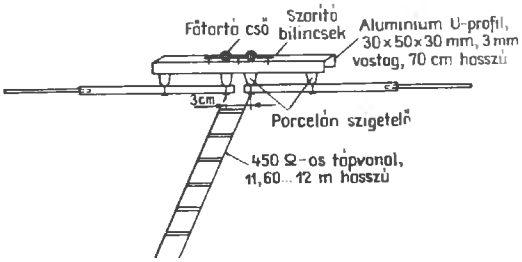
D_1, D_2 = 22 mm átmérőjű és 2 mm falvastagságú, egyenként 200 cm hosszú dúralumínium cső;

E_1, E_2 = 18 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú, egyenként 185 cm hosszú dúralumínium cső;

F_1, F_2 = 22 mm átmérőjű és 2 mm falvastagságú, egyenként 200 cm hosszú dúralumínium cső;

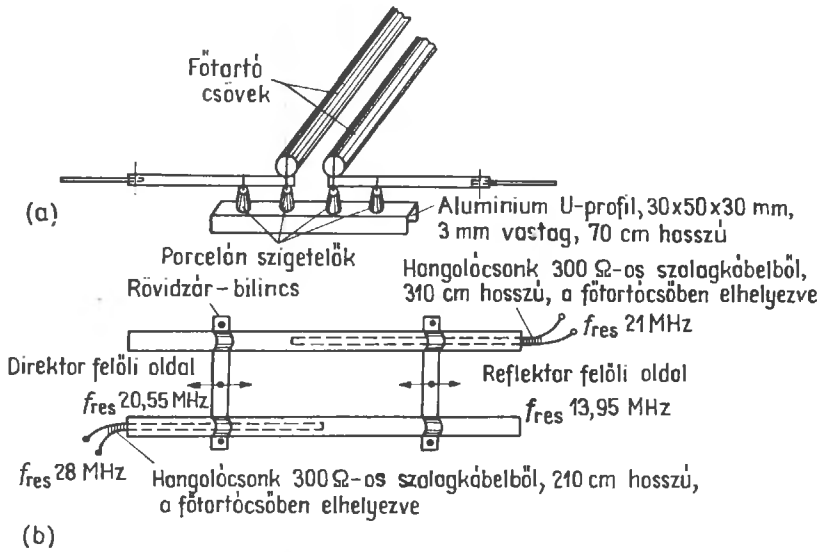
G_1, G_2 = 30 mm átmérőjű és 2 mm falvastagságú, egyenként 368 cm hosszúságú dúralumínium cső.

Mindhárom elem középen meg van szakítva; a reflektor és a direktor fémesen csatlakozik a tartócsövekhez. A táplált antennaelem és a tartócső között, mint a 18.9. ábrán látjuk, szigetelésre van



18.9. ábra. Táplált antennaelem és tápvezetéke

szükség. Az elemek mechanikai tartójaként egy-egy U szelvényű, 70 cm hosszú könnyűfém idom szolgál, ezekhez kell hozzáerősíteni megfelelő támszigetelők közbeiktatásával az antennaelemeket (18.9. és 18.10. ábra). Az antennatartó két párhuzamos dúralumínium cső, hosszuk egyenként 368 cm. A rendszer súlypontja körülbelül 170 cm-

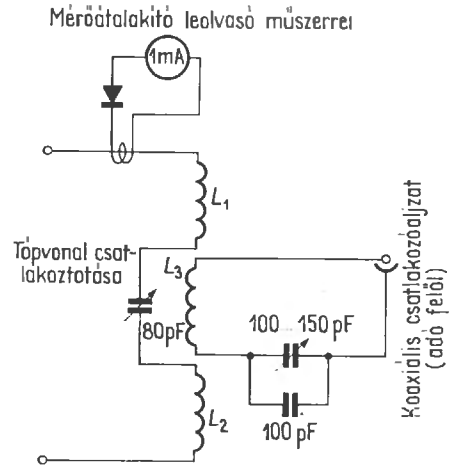


18.10. ábra. A parazita-antennaelemek szerkezeti felépítése és hangolása:
(a) szerkezeti részletek a reflektorhoz és a direktorhoz; (b) a boom és hangolócsonkok

re van a tartóerő — a boom — direktoroldali végétől, itt kell hozzáerősíteni a függőleges tartóoszlophoz. A párhuzamos tartócsövekre szerelt két rövidzár zárt induktív csonkká alakítja át a külső szakaszokat. A szalagvezetékből kialakított, nyitott negyedhullámú vezetékdarabok a 18.10.(b) ábra szerint be vannak tolva a tartócső belsejébe. Minden további szerkezeti részlet a 18.9. és a 18.10. ábrán jól kivehető.

A rendszer beállításához feltétlen szükséges egy grid-dip meter. A párhuzamos csövekből álló tartó elkészítése után a 18.10.(b) ábra szerint betoljuk a két nyitott szalagvezetékes csonkot a tartócsőbe. A kiálló vezetékvégekhez csatoljuk a grid-dip meter tekercsét, és megállapítjuk a nyitott csonk rezonanciafrekvenciáját. E frekvencia előírt értéke a direktoroldali csonkon pontosan 28 MHz, a reflektoroldalin pedig 21 MHz. Miután a szalagvezetékes csonkok megfelelő hosszabbításával vagy rövidítésével már megkaptuk ezt a rezonanciaállapotot, a csövek belsejében kis faékekkel rögzítjük a vezetékvégeket, majd kittezéssel vízmentesen lezárjuk a csöveket. Csak ha mindez megvan, csavarozhatjuk az antennaelemeket az antennatartóhoz. A korrózióállóság szempontjainak megfelelően csak kadmiumozott vagy horganyozott, esetleg más megfelelő felületi védelemmel ellátott anyákat és csavarokat használjunk fel erre a célra.

A támszigetelők esetleges mechanikai feszültségeinek kiegyenlítése végett ajánlatos kis bőrkarikát tenni alájuk a rögzítési helyeken. A nyitott szalagvezetékes csonkok kinyúló végét fémesen összekötjük a direktorral, illetve a reflektorral. Most körülbelül 2 m-rel felemeljük a talaj fölé az egész rendszert, hogy további beállításokat végezhessünk el rajta. A grid-dippert a tartócsövekből kialakított, zárt csonkhoz csatoljuk. A csövek mentén eltolható rövidzárak megfelelő beállításával el kell érni, hogy a direktoroldalon 20,55 MHz,



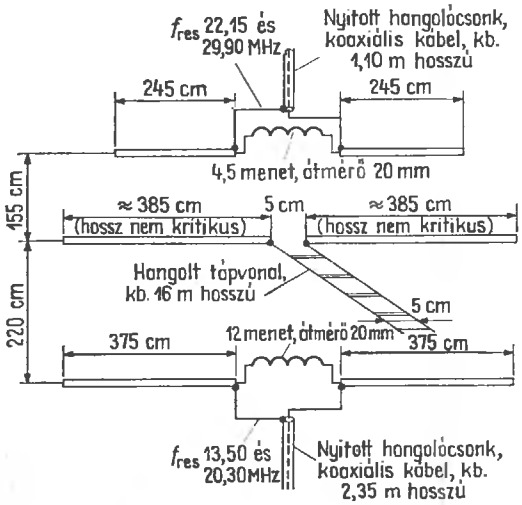
18.11. ábra. Hangolókészülék a G 4 ZU-beamhez:
L_1 és L_2=négy-négy menet 1,5 mm-es rézhuzalból; L_3=három menet 1,5 mm-es rézhuzalból. A tekercsek tekercstest nélkül készülnek, átmérőjük 40 mm

a zárt reflektorcsonkon pedig 13,95 MHz legyen. Ezzel befejeztük a durvabeállítást, és most már a végleges helyén állíthatjuk fel az antennát. Itt még egy utolsó finombeállításra van szükség, de most már csak kismértékben változtatgatjuk az eltolható rövidzárak révén a zárt csonkokat. E fáradozások eredményét egy távolabb felállított térerősségmérő mutatójának kitérése alapján hetjük meg.

A sugárzóelem nem tesz szükségessé semmilyen behangolást, mert önmagában nem rezonál, csak a hangolt tápvezetékkel együtt jön rezonanciába. A tápvezetéket egy 450 Ω hullámellenállású és 11,60...12 m hosszú „létra" képviseli. A hangoláshoz egy bevált, kis ellenállású és aszimmetrikus adókimenetnek (koaxiális kimenetnek) megfelelően méretezett megoldást a 18.11. ábrán látunk.

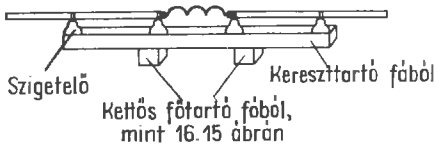
18.1.5. Az átalakított G 4 ZU-beam

Mint a 18.4. ábrán már megfigyelhettük, a G 4 ZU-beam reflektorának és direktorának zárt vezetékcsonkja az elektromos hatékonyság rontása nélkül egy tekerccsel is helyettesíthető. Ekkor megtakaríthatjuk a párhuzamos csöveket, és egy faállványra szerelhetjük az elemeket (például a 16.15. ábra szerint). A tekercs mindenesetre nagyobb veszteségeket okoz, mint a vastag csőből elkészített csonk. Az állandó időjárási hatások következtében instabilak a tekercs mechanikai és elektromos tulajdonságai, ami további bizonytalansági tényezőket okoz, és egyértelműen a zárt csonk alkalmazása mellett szól. Ennek ellenére egyes esetekben előnyösebb lehet a 18.12. ábra szerint elkészíteni a G 4 ZU-beam tekercsét.



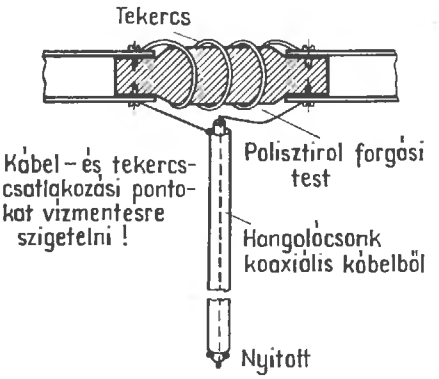
18.12. ábra. Az átalakított G 4 ZU-beam

Az érdekesség ebben az esetben a két nyitott csonk, amelyet koaxiális kábelből alakítunk ki, majd betolunk az antennaelemek nyitott csövébe. A koaxiális kábelből kialakított csonkok azonban nem jellemzők erre a változatra, hiszen az egyébként szokásos szalagvezetékes csonkok helyén minden G 4 ZU-beamben felhasználhatók (a rövidülési tényező figyelembevételével!). Ha nem akarjuk betolni a koaxiális csonkokat az antennaelemek csövébe, megfelelő bilincsekkel a fa tartószerkezethez kell erősítenünk őket.



18.13. ábra. Szerkezeti megoldás a 18.12. ábra szerinti G 4 ZU-beam antennaelemeinek rögzítésére

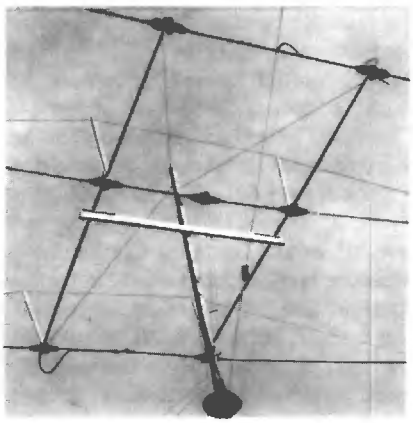
Magukat az antennaelemeket a 18.13. ábra szerint keményfa kereszttartó közvetítésével lehet hozzáerősíteni a fa tartószerkezethez. Megfelelő támszigetelők hiányában egyszerű tartóbakokat készíthetünk a 17.4. ábra szerint. A 18.14. ábrán egy gyakorlati megoldást ismertetünk a reflektor és a direktor középső részének kialakítására. A tekercs polisztirol szigetelőteste egyúttal mechanikai kapcsolatot létesít az antennaelemek két fele között. Polisztirol helyett bármilyen más, jó minőségű műanyag is felhasználható, ha nem vesz fel nedvességet (például polietilén, poliakril stb.).



18.14. ábra. A reflektor és a direktor középső részének kialakítása

A novotext, ez a szövetbetétes műanyag volna mechanikailag a legstabilabb megoldás, a veszteségek szempontjából azonban általában nem kielégítő, hiszen a tekercsben nagy jósági tényezőre van szükség.

A 18.15. ábrán látható, különösen karcsú és könnyű G 4 ZU-beam konstrukciója a 18.12. ábrát követi. Súlya csak 15 kg, megépítője DM 2 AKN. A két tartócső közötti távolság 175 cm.



18.15. ábra. A G 4 ZU-beam könnyű változata DM 2 AKN szerint

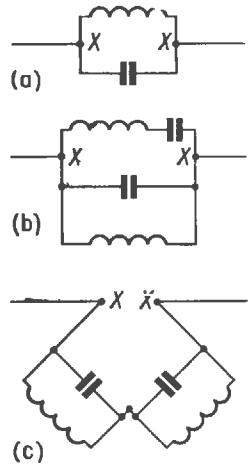
Ezek a csövek ezért itt nem mint zárt csonkok működnek, hanem egyszerűen csak a mechanikai stabilizálást szolgálják. Számos feszítőelem javítja a szilárdsági viszonyokat. Az antennaelemeket a VEB Antennenwerk (Bad Blankenburg) sajtolt rögzítőelemeivel lehet szigetelten hozzáerősíteni a tartócsövekhez. (Ebben a kivitelezésben már nem kaphatók az elemek.) A koaxiális kábelből kialakított csonkok jól felismerhetők; az antennaelemek mentén vezetjük végig őket az egyik tartócsőig.

18.2. A háromsávos VK 2 AOU-beam

A G 4 ZU-beam parazita-elemei csak két frekvencián rezonálnak. Rögtön felvetődik a kérdés, hogyan lehetne mindegyik elemet három sávon működtetni. Néhány meggyőző kísérlettel VK 2 AOU bebizonyította, hogy a soksávú áramkörök mintájára egy harmadik rezgőkör hozzáadásával megkapható a kívánt harmadik rezonancia is. Ez a harmadik rezgőkör tetszés szerint soros vagy párhuzamos kapcsolású lehet.

A 18.16. ábrán párhuzamos rezgőkörrel ellátott kétsávos antennaelemet láthatunk. A 18.16.(b) ábra szerint párhuzamosan kapcsolunk vele egy soros rezgőkört, és ezzel megkapjuk a három rezonanciafrekvenciát. Ugyanezt a hatást érjük el a 18.16.(c) ábra szerinti kapcsolásban is, amelyben két párhuzamos rezgőkört sorbakapcsolunk és az *XX* pontokhoz csatlakoztatunk. Ez esetben is minden kapacitást egy megfelelő hosszúságú nyitott csonk, minden induktivitást pedig egy-egy megfelelő hosszúságú zárt csonk állíthat elő. VK 2 AOU azonban forgókondenzátorokat és tekercseket használt fel erre a célra, hogy minél jobban lehessen behangolni a rendszert, és hogy minél kisebb legyen a mechanikai ráfordítás.

Az induktivitás- és kapacitásértékeket aligha lehetne előre kiszámítani, mert az egyes alkatrészek minden kis változtatgatása kihat az egész komplexumra. A megfelelő értékeket és beállításokat a leggyorsabban próbálgatásokkal kapjuk meg. Ehhez egy grid dip mérő szükséges.

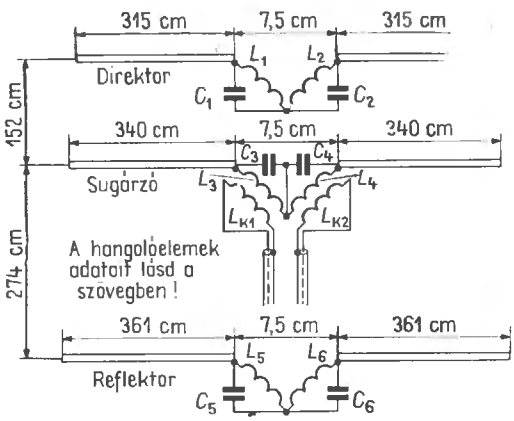


18.16. ábra. Soksávos elemek

VK 2 AOU egy olyan háromsávos beamet dolgozott ki, amely mindhárom sávban három elemmel vesz részt, és a táplálóhoz tetszés szerint lehet bármilyen illesztett vezetéket felhasználni. Két tápvezetékre van szükség. Az egyik a 10 m-es sávban táplálja az antennát, a másikkal viszont 15 és 20 m-en gerjeszthetünk. VK 2 AOU pontos és mindenre kiterjedő adatai alapján és lelkiismeretes munkával feltétlenül jó eredményeket lehet elérni az antenna megépítésében.

A háromsávos beam VK 2 AOU miniatűr beamjéből (lásd a 17.1. alfejezetet) származik. Az antennaelemek méretei és a távolságok változatlanul

megmaradtak; a különbség mindössze az, hogy a hosszabbító tekercsek helyét párhuzamos rezgőkörök vették át. A VK 2 AOU-féle háromsávos beam szerkezeti felépítését a 18.17. ábrán mutatjuk be.



18.17. ábra. A háromsávos VK 2 AOU-beam

18.2.1. Az egyes részek méretezése

A 18.17. ábrán megrajzolt áramköri elemek adatai a következők:

Direktor

L_1 tekercs — 4 menet; a tekercs hossza 4,5 cm, átmérője 4 cm.
L_2 tekercs — 6 menet; a tekercs hossza 7 cm, átmérője 4 cm.
C_1 kondenzátor — a középérték kb. 65 pF.
C_2 kondenzátor — a középérték kb. 100 pF.

A táplált antennaelem

L_3 tekercs — 5 menet; a tekercs hossza 5 cm, átmérője 4 cm.
L_4 tekercs — 7 menet; a tekercs hossza 4,5 cm, átmérője 4 cm.
L_{K1} tekercs — 2 menet; tekercstest nélkül az L_3 tekercsen (csatoló tekercs a 10 m-es sávban 60 Ω hullámellenállású, tetszés szerinti hosszúságú koaxiális tápkábelekhez).
L_{K2} tekercs — 3 menet; tekercstest nélkül az L_4 tekercsen (csatoló tekercs a 15 és a 20 m-es sávban 60 Ω-os, tetszés szerinti hosszúságú koaxiális tápkábelekhez).
C_3 kondenzátor — középértékben kb. 62 pF.
C_4 kondenzátor — középértékben kb. 85 pF.

Reflektor

L_5 tekercs — 6 menet; a tekercs hossza 4,7 cm, átmérője 4 cm.
L_6 tekercs — 8 menet; a tekercs hossza 6 cm, átmérője 4 cm.
C_5 kondenzátor — középértékben kb. 60 pF.
C_6 kondenzátor — középértékben kb. 70 pF.

A kivezetések hossza mindegyik tekercsen 5 cm, a kondenzátorokon 10 cm.

Az L_{K1}, L_{K2} csatoló tekercsek méretei csak irányértékek, ha a tápvezeték 60...70 Ω hullámellenállású koaxiális kábel. Az ennél nagyobb hullámellenállású energiavezetékekhez megfelelően megnövelt menetszámú L_{K1}, L_{K2} tekercsek szükségesek.

Mindegyik antennaelemhez úgy kell elhelyezni a tekercseket, hogy minél kevésbé befolyásolhassák egymást. Ezért a két tekercs tengelye, mint ahogyan a 18.17. ábrán is látjuk, derékszöget zár be egymással. VK 2 AOU 4 mm átmérőjű huzalból tekercstest nélküli stabil tekercseket készített. A teljes antenna mechanikai felépítésére értelemszerűen alkalmazhatjuk a VK 2 AOU-féle miniatűr beamről elmondottakat (a 17.1. alfejezetben). A mintaantennában 21 mm átmérőjű dúralumínium csőből készültek az antennaelemek, a gyakorlatban azonban csak az a fontos, hogy a mechanikai követelmények szempontjából megfelelő átmérőjű és fajtájú csöveket válasszunk.

18.2.2. A hangolás

Mindenekelőtt az egyes antennaelemeket a grid-dip mérővel rá kell hangolni az előzetesen kiszámított rezonanciafrekvenciákra. Minthogy a grid-dip oszcillátorát nagyon könnyen lehet csatolni a tekercshez, a rezonanciafrekvenciák élesen és egyértelműen jelentkeznek. Az első durva beállításhoz meglehetősen szoros csatolást létesíthetünk a grid-dip mérő és a tekercsek között, utána pedig a finombeállítások során annyira laza csatolással dolgozzunk, hogy még éppen jól felismerhessük a rezonancia-dipet.

A táplált antennaelem három rezonanciája az előírt üzemi frekvenciáknak felel meg. Rendszerint úgy állítjuk be, hogy a sáv közepére 14,15, 21,20 és 28,50 MHz-re kerüljön. A reflektort 5%-kal kisebb frekvenciára, vagyis 13,45, 20,14, illetve 27,07 MHz-re hangoljuk.

A direktor frekvenciája 4%-kal nagyobb: 14,72, 22,05 és 29,65 MHz.

Ezek a rezonanciafrekvenciák arra az esetre érvényesek, amikor üzemi magasságban állítjuk be az antennát. Az előzetes durvabeállítást a talajfelszín közelében is el lehet végezni. Ezzel kapcsolatban azt kell tudnunk, hogy a föld közelségéből származó kapacitív hatás a kisebb frekvenciák felé tolja el a rezonanciát. VK 2 AOU megállapította, hogy a jól vezető talaj fölött 2 m magasságban végrehajtott előzetes beállítás során ez az elhangolás 14 MHz-en 350 kHz. Ezért amikor előzetesen a föld közelében hangoljuk be az antennaelemeket, megfelelően kisebb értékekre helyezzük a rezonanciát, és például 13,85, 20,90 és 28,20 MHz-re hangoljuk be a sugárzót. A parazita-antennaelemeket szintén kisebb frekvenciákra hangoljuk. Ilyen körülmények között számíthatunk rá, hogy az üzemi magasságban már nagyjából jók is lesznek a rezonanciafrekvenciák.

A tekercsek beállítása különösebben nem kényes művelet. A nagyobbik tekercsek (L_2, L_4, L_6) elsősorban a 14 MHz-es rezonanciát befolyásolják. A hozzájuk tartozó C_2, C_4, C_6 kondenzátorok főképpen a 21 MHz-es rezonanciában vesznek részt, de beállításuk természetesen egy kissé befolyásolja majd a 14 MHz-es behangolást is. A kisebb tekercsek (L_1, L_3, L_5) jelentősebb mértékben a 21 MHz-es rezonanciát szabják meg, míg a C_1, C_3, C_5 kondenzátorok különösen erősen működnek közre a 28 MHz-es rezonanciák változtatásában. E kondenzátorokat nagyon pontosan kell beállítani, különösen a C_5-öt és a C_6-ot. Érdemes tehát forgókondenzátorokat használni mindegyik kapacitás helyén, vagy legalábbis nagyon jó légtrimmerekre van szükségünk. A rezgőköri elemeket ajánlatos műanyag házba helyezni, hogy védve legyenek az időjárás viszontagságai ellen.

Miután a grid-dip meter alapján „hidegen" már a rezonanciafrekvenciákra hangoltuk az antennát, rátérhetünk a tényleges üzemszerű körülményeknek megfelelő behangolásra. Ehhez a munkához a végleges tápvezetéken keresztül az adóról gerjesztjük a háromsávos beamet. Utána egy lehetőleg minél távolabb felállított térerősségmérő alapján úgy állítjuk be a viszonyokat, hogy előre minél nagyobb sugárzást és hátra minél nagyobb csillapítást kapjunk.

Legelőször a 14 és a 21 MHz-es sávban a legnagyobb teljesítményre állítjuk be az antennát. A kondenzátorokat mindig csak kismértékben változtatgassuk. A beállításokat mindig váltakozva 14 és 21 MHz-re végezzük el. Amikor 20 m-en változtatjuk meg a beállítást, a 15 m-es rezonancia is megváltozik, a 15 m-es hangolás viszont a 20 m-es sávban is előidéz változásokat. Amikor ily módon ebben a két sávban már megkaptuk az optimumot, megjelöljük a beállításokat, és többé már nem változtatjuk őket. 10 m-en főképpen csak a C_1, C_3, C_5 kondenzátorok kis változtatásaira korlátozódik a beállítás. Ez a munka nem kényes, az optimum nagyon lapos.

Hangolási hibákat elsősorban a parazita-antennaelemek beállításai során követhetünk el. Ha például túlságosan rövidre vesszük a reflektort és túlságosan hosszúra a direktort, esetleg felcserélődnek a szerepek, a reflektorból direktor, a direktorból reflektor lesz. Az is előfordulhat, hogy csak az egyik antennaelemnek hibás a beállítása. Ilyenkor a reflektor esetleg direktorrá vagy a direktor esetleg reflektorrá alakul át, ami abban nyilvánul meg, hogy nagymértékben csökken az előre kisugárzott energia. Hogy az ilyen hibát rögtön felismerhessük, VK 2 AOU két térerősségmérő alkalmazását ajánlja: az egyiket az előresugárzás irányában, a másikat a hátrasugárzási csillapítás ellenőrzésére. Teljes sikerre csak akkor számíthatunk, ha ügyelünk a beállítások során a rendszerességre. Az egész folyamat nagyon emlékeztet a szupervevők együttfutási beállításaira.

Ugyanilyen eredményességgel kissé egyszerűbben is elvégezhetjük a munkát, ha a táplált antennaelemet G 4 ZU-beamszerűen alakítjuk ki, és egy hangolt tápvezetékkel gerjesztjük az antennát. Ekkor csak a reflektort és a direktort kell a trimmerekkel a megfelelő rezonanciára állítani, a táplált antennaelemet ugyanis a tápvezeték végén levő antennahangoló készülékkel hozzuk rezonanciába.

A 10 és a 15 m-es sávban a VK 2 AOU-féle háromsávos beam nagyjából megfelel a G 4 ZU-féle háromsávos beamnek, a 20 m-es sávban viszont valamivel jobbak a tulajdonságai, mert ilyenkor három rövidített antennaelem működik, és feltétlenül nagyon kicsi az elemek távolsága.

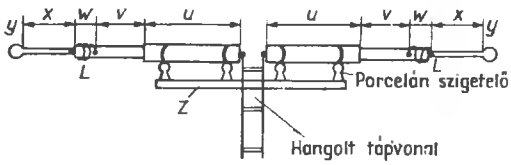
18.3. A DL 1 FK-féle háromsávos beam (A 30 652.sz. NSZK-szabadalom)

A háromsávos DL 1 FK-beam érdekessége a nagyon könnyű és mechanikailag nem bonyolult szerkezeti felépítés. A teljesítmény szempontjából legalábbis egyenrangú az előkelőbb rokonaival.

Különlegessége, hogy a parazita-antennaelemek újszerűen vannak kialakítva ebben a háromelemes, elforgatható iránysugárzóban. Minthogy pedig a többsávos hangolásnak egy új, nagyon értelmes megoldásáról van itt szó, a megépítéséhez szükséges tennivalókat kissé részletesebben fogjuk ismertetni.

18.3.1. A táplált antennaelem

A DL 1 FK szerinti könnyű szerkezeti kialakítású táplált antennaelem a 18.18. ábrán látható. Elvileg ugyanarról a sugárzóelemről van szó itt is, mint a G 4 ZU-antennában (18.1. alfejezet), de néhány szerkezeti finomítással sikerült csökkenteni a súlyokat. A táplált antennaelem teljes hossza pontosan 8 m, úgyhogy a 15 m-es sávban közel van a rezonanciához (kissé hosszabb). A pontos rezonanciát mindhárom sávban a hangolt tápvezetékkel és a talppontban felállított antennahangoló készülékkel állítjuk be. A dúralumínium csövek kifelé haladva fokozatosan vékonyodnak.



18.18. ábra. A DL 1 FK-beam táplált antennaeleme

Egyes méretek a 18.18. ábra szerint

u — egyenként 200 cm hosszú, 20 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú dúralumínium csövek;

v — egyenként 100 cm hosszú, 18 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú dúralumínium csövek;

w — egyenként 20 cm hosszú, 16 mm átmérőjű és 2...4 mm falvastagságú műanyag csövek (kis veszteségű és a nedvességre nem érzékeny anyagból);

x — egyenként 60 cm hosszú, 10...12 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú dúralumínium csövek;

y — huzalból készített hurkok; a tekercs átmérője 10 cm, anyaga 2...4 mm átmérőjű dúralumínium huzal;

Z — kereszttartók két U-szelvényű, egyenként 130 cm hosszú dúralumínium sínből;

L — tekercsek a *w* csövön; 6 menet, 3 cm tekercsátmérő, 10 cm hossz; anyaga: 3...6 mm átmérőjű alumínium huzal.

A dúralumínium csövek 1 mm-es falvastagsága kielégítő. A valóságban azonban a meglevő vagy beszerezhető anyagokhoz igazodunk, egyébként azonban sem az egyes csöveken, sem pedig a táplált antennaelemen nem kritikusak a méretek.

A sugárzó két felét állószigetelőkkel egy kereszttartóhoz erősítjük. Magát a kereszttartót DL 1 FK szerint két párhuzamos U-idomból képezzük ki. A fatartók is megteszik a szolgálatot, de nehezebbek. A boom két párhuzamosan haladó, egyenként 420 cm hosszú dúralumínium cső. Ehhez rögzítjük hozzá megfelelő bilincsekkel az U-sineket. Ha nagyon behajlik a sugárzó két vége, ki is feszíthetjük a tartó meghosszabbított végéhez. Elvileg bármelyik más háromsávos sugárzóelem is megfelel (például VK 2 AOU vagy W 3 DZZ szerint).

Fontos, hogy a táplált elem 20 m-en legalább elektromosan $\lambda/2$ legyen; 10 m-en esetleg az is elegendő, ha elektromosan nem hosszabb $1{,}2\lambda$-nál ($2 \cdot 0{,}6\lambda$-nál). Egyes konstrukciók nem tesznek eleget ennek a követelménynek, úgyhogy a legerősebb mágneses teret gerjesztő árammaximum ilyenkor a tápvezetékre vagy a hangoló eszközökre kerül.

A táplált antennaelem 10 és 15 m-en két-két fázisban gerjesztett kollineáris félhullámú részből tevődik össze (dipólussor). Ily módon ebben a két sávban a sugárzó már önmagában is elér 1,8 dB antennanyereséget. A 20 m-es sávban valamivel rosszabb a rövidített sugárzó a teljes hosszúságú félhullámú dipólusnál.

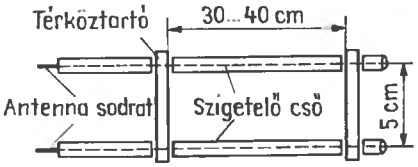
A sugárzó frekvenciafüggő elektromos hosszabbításában a két *L* hosszabbító tekercs és mint végkapacitás a huzalból kialakított hurok vesz részt. Ezzel elérjük, hogy az árammaximumok optimálisan járuljanak hozzá a kisugárzáshoz.

18.3.2. A táplálás

A hangolt tápvezetéket úgy méretezzük, hogy a kihasznált sávok egyikén se végződjék áram- vagy feszültségmaximummal. Ellenkező esetben ugyanis a már ismertetett módon egyenlő ütemű hullámok alakulhatnak ki a tápvezetéken, aminek hatására a tápvezeték is ugyanolyan intenzíven fog sugározni, mint maga az antenna. DL 1 FK egy 17,2 m hosszú tápvezetékkel tett eleget ennek a követelménynek. Megfelelhetnek erre a célra a körülbelül 12 vagy 23 m hosszú vezetékek is.

Nagyon könnyű és jól kezelhető tápvezetéket lehet két szál antenna-litzéből is előállítani. Az egymástól 5 cm-re elhelyezett litzék közé kitámasztó-

kat helyezünk, és a körülményes kötések és rögzítések kiküszöbölésére a következő módszert alkalmazhatjuk. Beszerzünk megfelelő mennyiségű, körülbelül 8 mm külső átmérőjű tömlőt, és 30...40 cm-es darabokat vágunk le belőle. A tápvezeték mindkét erére (a litze-huzalra) ráfűzünk egy-egy tömlődarabot, utána egy kitámasztót, majd megint egy-egy tömlőt és rá egy kitámasztót, és így folytatjuk tovább, míg végül az egész vezetéket megtöltik a váltakozva ráfűzött tömlődarabok és kitámasztók (18.19. ábra). Mellékesen még azt is el-



18.19. ábra. A tápvezeték

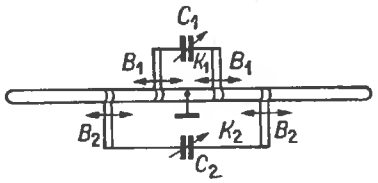
értük vele, hogy szigeteltük az antennasodronyt. A kitámasztókat valamilyen megfelelő műanyagból vágjuk ki, és a két furatot akkorára vesszük, hogy könnyen átfűzhessük rajta a sodronyt (a furatok közötti távolság 5 cm legyen). A tömlődarabokra azért van szükség, hogy a kitámasztók ne csúszhassanak el a helyükről. Az ily módon elkészített tápvezetéket valamelyik ismert antennacsatolóval csatoljuk az adó végfokozatához (a csatolókra vonatkozólag lásd a 8.2. alfejezetet).

18.3.3. A parazita-elemek

Az eddigiekben, amíg a sugárzóelemet és táplálását írtuk le, csupa ismert dolgokról volt szó, a továbbiakban viszont a parazita-elemeket fogjuk ismertetni, és ezek már elvileg is merő újdonságok ebben a DL 1 FK-antennában. A parazita-elemek rezonanciájának beállításához a középhez képest szimmetrikusan rezgőköröket alakítunk ki az elemek egyes részeinek felhasználásával, és ráhangoljuk ezeket a rezgőköröket a kívánt frekvenciákra. Szerkezeti felépítésükből kifolyólag a jósági tényezőjük igen nagy lesz, és a rezgőkörökön kívül eső részek szerkezetileg a megfelelő impedanciájú helyeken csatlakoznak a rezgőkörökhöz.

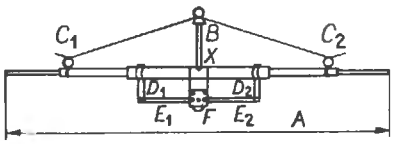
Egy ilyen soksávos DL 1 FK-elemet vázlatos rajzon a 18.20. ábrán mutatunk be. A szorosabb értelemben vett antennaelemen kívül két lineáris (K_1 és K_2) hangolótagot is tartalmaz. Ezáltal elvileg három frekvenciát lehet beállítani. Az S_1 és S_2 leágazások eltolásával az induktivitást, a forgókondenzátor elforgatásával pedig a kapacitást lehet változtatni.

Ha magának az antennaelemnek a hosszát nagyjából a közepes frekvenciának (pl. 21 MHz-nek) megfelelően méretezzük — a számított értéknél valamivel hosszabbra ajánlatos venni —, a C_2 kapacitás lehetővé teszi az elektromos rövidítést. Ugyanakkor azonban a két bilincs közötti S_2 rész



18.20. ábra. Egy háromsávos antennaelem vázlatos felépítése DL 1 FK szerint:
S_1, S_2 az antennaelemre eltolhatóan rászerelt csőbilincsek; C_1, C_2 50 vagy 100 pF végkapacitású forgókondenzátorok

és C_2 egyúttal a kívánt kisebb frekvenciájú, tehát például a 14 MHz-es rezonancia beállítására is szolgál. Ezt a beállítást nagyon pontosan kell elvégezni, 14 MHz-en ez az antennaelem szelektívebb, mint a 20 m-es sávra normálisan méretezett antennaelemek (kisebb a sávszélesség). Hasonlóképpen K_1, C_1 és S_1 a kívánt nagyobb frekvenciájú (esetünkben 28 MHz-es) rezgőkört alkotja. Ezt a rezgőkört nagyon gondosan kell behangolni, mert fennáll a hamis hangolás veszélye. Ily módon 28 MHz-en mint egészhullámú szakasz működhet az antennaelem. A 21×80° fáziselforgatás miatt azonban az ilyen egészhullámú szakasz parazitaelemnek nem alkalmas (a két félhullámú rész ellentétes fázisban kapja a gerjesztést).



18.21. ábra. Parazita-antennaelem DL 1 FK szerint

A 18.21. ábra jelölései	Mint	
	direktor	reflektor
A kifejtett antennaelem A hossza (dúralumínium cső)	6,80 m	7,40 m
A C_1 és C_2 közötti kifeszítés teljes hossza (antenna-litze)	4,80 m	5,00 m
Az E_1, E_2 huzalok hossza egyenként (3 mm huzalvastagság)	1,10 m	1,30 m

Miután elméletileg most már tisztáztuk a működést, lássuk a gyakorlatban is a DL 1 FK-elemet. A DL 1 FK-antennában reflektorként, illetve direktorként alkalmazott parazita-elem a 18.21. ábrán látható. A roppant könnyű és praktikus konstrukciót úgy kapjuk meg, hogy a szekunder sugárzó hosszú, egyenes szakaszának megfelelő méretezésével nagyjából a 15 m-es sávnak megfelelő értékre hozzuk az *A* hosszt. A végek felé fokozatosan csökkenő átmérőjű, egyébként is vékony csöveket ki is kötjük a körülbelül 20 cm-re kinyúló kifeszítőtoronyhoz (*B*), hogy megakadályozzuk a túlságosan nagy behajlását. Az erre a célra felhasznált antenna-litzét egy-egy (C_1 és C_2) porcelán gyűrűvel elszigeteljük a kifeszített elemtől. Ez a feszítősodrony lehet egyúttal a 10 m-es parazita-elem is, ha a teljes hosszát megfelelően méretezzük. A 20 m-es sávban az *F* forgókondenzátorral hangolt D_1—E_1—E_2—D_2 kengyel működik. A méreteket a 215. oldalon közölt táblázat adja meg.

A direktorra és a reflektorra azonos jelölések magyarázata a következő:

D_1, D_2 — köztartó bilincs alumíniumból, hossza darabonként 10 cm;
C_1, C_2 — porcelán gyűrűk;
B — 20 cm magas kifeszítőtorony; a szalagvezetékek támszigetelője is megfelel erre a célra;
F — az E_1 és E_2 vége között alkalmazott, 12...50 pF kapacitású forgókondenzátor;
X — az egyenes antennaelem geometriai középpontja. Ezen a helyen fémesen lehet hozzáerősíteni az antennaelemet a tartószerkezethez (feszültségminimum).

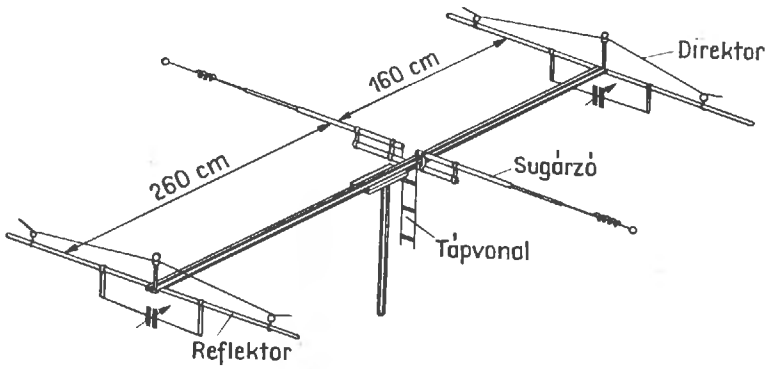
Az *F* forgókondenzátorban közepes adóteljesítményekhez 0,5...1 mm lehet a lemezek közötti távolság. Mechanikailag egy szigetelőtámasszal (például piakril csíkokkal) rögzíthetjük a forgókondenzátort az antennaelem közepéhez (az *X* ponthoz), ezenkívül meg kell védenünk az időjárási hatásoktól. Az utóbbi célra valamilyen vízmentes házban vagy műanyag fóliából készített tasakban helyezhetjük el.

A DL 1 FK-beam külsejéről teljes képet ad a 18.22. ábra. A mintaantennában 4,20 m a teljes antennatartó (boom) hossza. A direktor 1,60, a reflektor 2,60 m-re van a sugárzótól. A tartóárboc a súlypontban van rögzítve.

Bizonyára feltűntek a porcelán gyűrűkön a feszítősodronyokból kiálló huzalvégek. Ezekkel az egyenként 10 cm hosszú „drótfarkincákkal" lehet behangolni a 10 m-es sávban a parazita-antennaelemet. E hangolás során levágunk kisebb darabokat a „farkincákból", amíg el nem érjük a reflektoron és a direktoron a 10 m-es sávnak megfelelő rezonanciát.

18.3.4. A hangolás

Az antenna optimális behangolásához egy griddip meter és egy egyszerű térerősségmérő szükséges. A talaj fölött körülbelül 2 m magasan szerelhetjük fel az antennát, és először csak ideiglenesen hangoljuk 20 m-re. Utána egy szigetelt csavarhúzóra tekercseljük fel a 10 m-es kifeszítőhuzalok kiálló végét (a kézkapacitás kiküszöbölésével), hogy megállapíthassuk, hol kell levágnunk. A talajközeli behangolás és a végleges behangolás közötti eltérés megszüntetésére még 3 cm-t ráhagyunk mindkét végén. Ezután fokozatosan levágunk kis darabokat a 15 m-en kissé hosszúra méretezett antennaelem két végéből, amíg kellőképpen meg nem közelítettük a kívánt rezonanciát. Ez a hossz éppen megfelelő lesz majd, amikor véglegesen az árbocra



18. 22. ábra. A DL 1 FK-beam

szereltük az antennát. Lehetőleg már csak a végleges felszerelés után állítsuk be a forgókondenzátorokat a 20 m-nek megfelelő értékre. Ehhez nagyon pontosan kell figyelnünk a térerősségmérőt, mert igen éles a rezonancia. Ajánlatos először a reflektort, majd a direktort a hátrasugárzási minimumra beállítani, mert ez a minimum élesebben és egyértelműbben jelentkezik, mint az előresugárzási maximum.

A beállítandó rezonanciafrekvenciákat a 18.1. táblázatban adjuk meg.

18.1. táblázat. A DL 1 FK-féle háromsávos beam rezonanciafrekvenciái a grid-dip mérővel végzett hangoláshoz

Üzemi frekvencia	A reflektor frekvenciája	A direktor frekvenciája
28 400 kHz	27 600 kHz	29 400 kHz
21 250 kHz	20 800 kHz	21 700 kHz
14 250 kHz	13 950 kHz	14 550 kHz

A 20 m-es rezonancia beállításakor ügyeljünk arra is, hogy a sugárzó tápponti ellenállása nagymértékben változik, és nagyon kicsi az értéke, amikor a direktor a sugárzótól számított legkisebb távolságban rezonanciát ér el. Ha tehát nyitott vezetéket használunk, egyidejűleg utána is kell hangolnunk az adó kimenetén.

A DL 1 FK-antenna elemeihez alkalmazott hangolótagok és a lineáris hullámesés elvét sok más alkalmazási területre is kiterjeszthetjük.

18.4. A háromsávos W 3 DZZ-beam

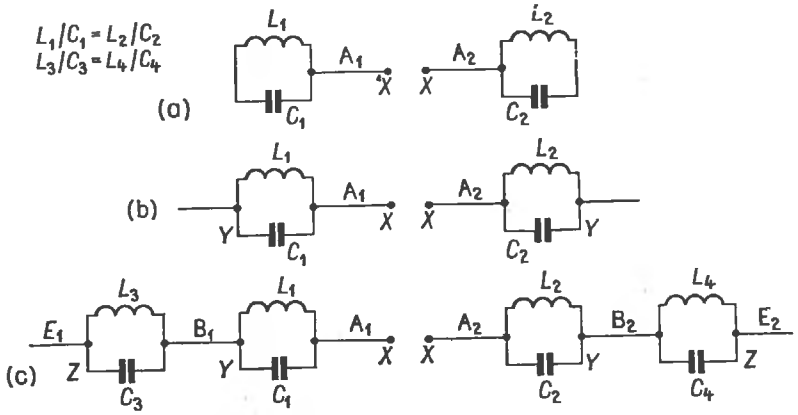
A háromsávos iránysugárzóra nagyon célszerű és jó teljesítőképességű változatot dolgozott ki W 3 DZZ. Itt nem kompromisszumokról van szó, ez az antenna az egyes sávoknak megfelelő Yagi-antennákra jellemző teljesítményadatokat éri el. Az elforgathatóan felszerelt iránysugárzó mindenesetre jelentős mechanikai ráfordítást követel meg, és több precíziós alkatrészt is el kell hozzá házi eszközeinkkel készítenünk.

Minthogy ez a beam eredetileg az amerikai viszonyokra készült el, W 3 DZZ támogatásával DL 1 AU kidolgozott hozzá egy európai változatot, amely a mi méterrendszerünket követi, és amelyet az itt beszerezhető csövekből lehet felépíteni.

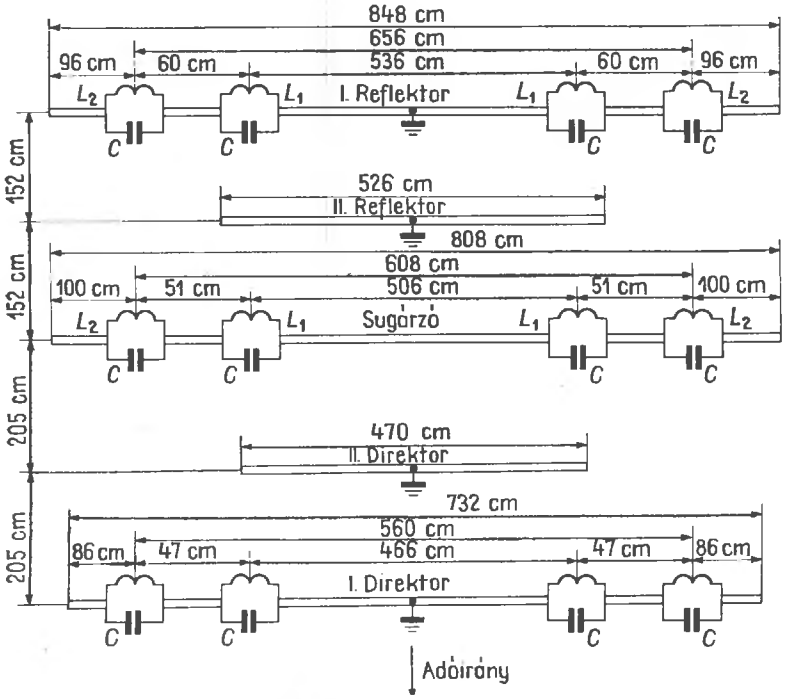
18.4.1. Működése

A W 3 DZZ-beam ugyanazokon a törvényszerűségeken alapul, mint az ugyancsak W 3 DZZ-től származó, de minden sávban használható huzalos antenna (lásd a 10.2.8. pontot). Működését példaként a táplált antennaelemmel kapcsolatban még egyszer elmagyarázzuk (18.23. ábra).

A 18.23.(a) ábrán látható 10 m-es dipólust az ebben a sávban szokásos hossznak megfelelően méretezzük. A szabad végeket egy-egy párhuzamos rezgőkör (L_1—C_1 és L_2—C_2) zárja le. Az elég nagy jósági tényezőjű zárókörök igen nagy ellenállást hoznak létre a rezonanciafrekvencián, úgyhogy itt szigetelőnek számítanak. A 10 m-es sávnak megfelelő munkafrekvenciára vannak han-



18.23. ábra. A félhullámú dipólus továbbfejlesztése háromsávos antennaelemmé:
(a) a 10 m-es dipólus; (b) kibővítés 15 m-es dipólussá; (c) a teljes háromsávos antennaelem a 10, 15 és 20 m-es sávra



18.24. ábra. A háromsávos W 3 DZZ-beam vázlatos felépítése

golva, és a 18.23.(b) ábra szerint *YY* helyén bekötött vezetékdarabok már nem befolyásolják a 10 m-es dipólus rezonanciáját. Ha viszont az *XX* pontban például 21 MHz frekvenciával gerjesztjük a sugárzót, a két zárókör nem rezonál, vagyis nincs meg a záróhatása ezen a frekvencián. Az L_1, L_2 induktivitások a 15 m-es dipólus hosszabbító tekercsei. A megfelelően méretezett B_1 és B_2 vezetékdarabok az A_1 és A_2 vezetékdarabbal és az L_1, L_2 induktivitásokkal együtt 21 MHz-re hangolt félhullámú sugárzót alkotnak, de a 28 MHz-nek megfelelő rezonanciahelyzet ettől nem változik meg. Minthogy azonban ennek az antennaelemnek 14 MHz-en is használhatónak kell lennie, a B_1, B_2 vezetékdarabok végéhez a 18.23.(c) ábra szerint még két (L_3—C_3 és L_4—C_4) zárókört csatlakoztatunk, és úgy hangoljuk őket, hogy a 21 MHz frekvencián fejtsék ki záróhatásukat.

A 18.23.(c) ábra szerint még két nyitott vezetékdarab (E_1 és E_2) csatlakozik a *ZZ* pontokhoz, hogy létrejöjjön a félhullámú rezonancia, hiszen *XX* helyén 14 MHz-es gerjesztést kap az antennaelem. A 20 m-es sávban sem az L_1—C_1 és L_2—C_2, sem pedig az L_3—C_3 és L_4—C_4 rezgőkörök nem rezonálnak. Ezek szerint 14 MHz-en minden induktivitás mint hosszabbító tekercs hat. Az A_1, A_2, B_1, B_2 és E_1, E_2 vezetékdarabok az L_1, L_2, L_3, L_4 induktivitásokkal együtt félhullámú rezonanciát létesítenek a 20 m-es sávban. Ily módon a 18.23.(c) ábra szerinti rendszer minden átkapcsolás nélkül egyidejűleg mindhárom sávban rezonál.

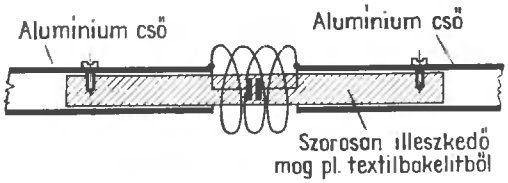
Ugyanígy vannak kialakítva a parazita-elemek is, de a rezonanciafrekvenciát a reflektoron megfelelően kisebbre, a direktoron pedig megfelelően nagyobbra kell venni. Ezek az antennaelemek szekunder sugárzók lévén, nincsenek szétvágva a geometriai középpontjukban. Ezen a helyen közvetlenül leföldelhetők.

A 18.24. ábrán a háromsávos W 3 DZZ-beam teljes vázlatos rajzát látjuk. Jól megfigyelhetjük, hogy a sugárzó és a reflektor között, továbbá a sugárzó és a direktor között is még egy rövid parazita-antennaelem helyezkedik el. Közülük az egyik mint reflektor, a másik mint direktor működik a 10 m-es üzemben. Azért van rájuk szükség, mert a háromelemes rendszerben és háromsávos üzemben egy kissé nagy volna a 10 m-es sávban a sugárzó és a reflektor, továbbá a sugárzó és a direktor közötti távolság. Ezáltal 28 MHz-en ez az antenna összesen öt elemmel működik, jóllehet a második reflektor aligha járul hozzá az antennanyereséghez. Ezért a 10 m-es üzemben 7 dB körüli nyereségre lehet számítani. 21 MHz-en és 14 MHz-en három elem érvényesül, a 15 m-es sávban kereken 6 dB, a 20 m-es sávban pedig — a kis mértékű rövidítés miatt — kereken 5 dB az antennanyereség.

18.4.2. A gyakorlati antenna

Mindegyik L_1 tekercs 4 mm-es CuAg-huzalból öt menetet tartalmaz, a tekercs belső átmérője 62 mm. Az L_2 tekercsnek ugyanezekkel a méretekkel hét menete van. A C kondenzátorok mind 25...29 pF kapacitásúak.

Az L_1—C zárókör frekvenciája 28 MHz, az L_2—C rezgőkörök viszont 20,2 MHz-re vannak hangolva. Ezzel kapcsolatban tudnunk kell, hogy



18.25. ábra. Konstrukciós megoldás a zárókörök kialakítására

a hangolás során csak a tekercshosszt szabad változtatni, mert a 25...29 pF rezgőköri kapacitást minden esetben meg kell tartani. Az eredeti W 3 DZZ-antennában különösen előnyösnek bizonyult, hogy a C kondenzátorokat maguk az antennaelemek, a csövek képviselték. Ezek a csövek szigetelőhengerek közbeiktatásával teleszkópszerűen egymásba tolhatók, és az így keletkező kondenzátornak a szigetelőbetét alkotja a dielektrikumát. Az ilyen szerkezeti megoldáshoz persze nagy mechanikai pontosságra és jól illeszkedő, megfelelő átmérőjű és falvastagságú csövekre van szükség.

Mechanikailag egyszerűbb megoldást kapunk, ha a csöveket a 18.25. ábra szerint egy beilleszthető szigetelőtüskével kötjük össze. Megfelelő szigetelőanyag erre a célra a törésnek jól ellenálló novotext. Egyes fajtáknak azonban nem eléggé kicsi a veszteségi tényezőjük, ezenkívül ezek a rétegelt anyagok hajlamosak a nedvességfelvételre. Az utóbbi hajlamosság miatt valamilyen felületi védelemről külön kell gondoskodni. Vannak azonban olyan műanyagok is, amelyek nagyon csekély veszteséget okoznak, eléggé rugalmasak és törésállók. Ezek különböző kereskedelmi elnevezésekkel kerülnek forgalomba. Mechanikai és elektromos vonatkozásokban leginkább az üvegszál-erősítésű, kör keresztmetszetű poliészter rudak válnak be. A C kapacitást valamilyen kitűnő minőségű, nem változtatható, csak kis mértékben hőmérsékletfüggő kondenzátorral kell előállítani, és meg kell védeni ezt a kondenzátort az időjárási hatásoktól. A kapacitásértéknek csak 15...20 pF-nak kell lennie, mert az antennaelem két csövének a közelsége már létrehoz bizonyos kezdeti kapacitást.

A rendszert a bevált gamma-illesztés módján táplálják (lásd a 6.3. alfejezetet); ily módon egy tetszés szerinti hosszúságú koaxiális tápkábellel lehet gerjeszteni. Ha a gamma-tagot 15 m-es üzemben optimális illesztésre állítjuk be, a 10 m-es és a 20 m-es sávban még elviselhető marad a tápvezeték mentén az állóhullámarány.

Azt is megtehetjük, hogy a DL 1 FK-beam táplált antennaelemét (18.18. ábra) használjuk fel a W 3 DZZ-beamben, és hangolt vezetéken keresztül tápláljuk. Ezáltal elhagyhatók a sugárzóelemből a zárókörök, és a rezonanciát minden egyes sávban a hangolt tápvezeték adóoldali végén állítjuk be.

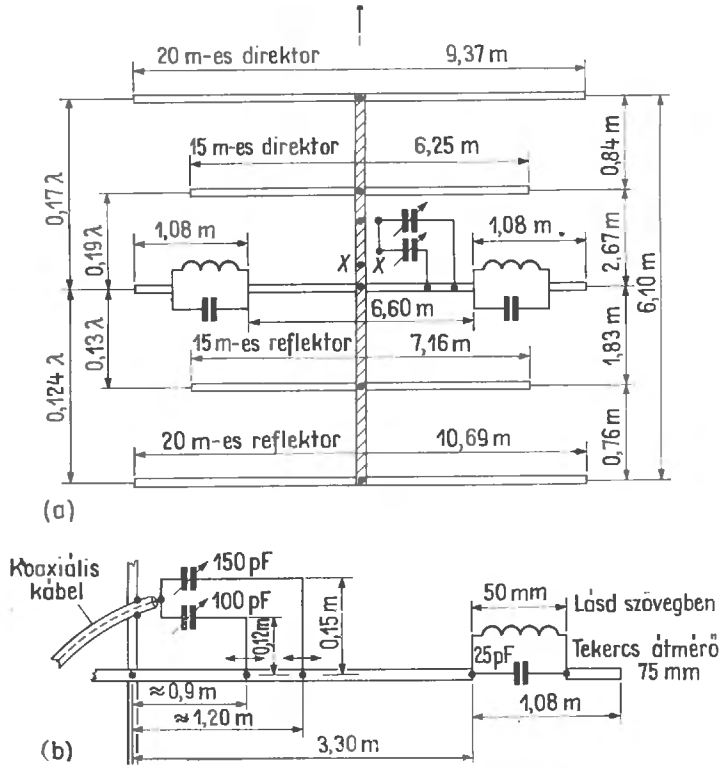
18.5. Beskatulyázott kétsávos Yagi-antennák a 20 és 15 m-es sávra

Beskatulyázottnak az olyan antennaelemeket nevezzük, amelyek különböző sávfrekvenciákra vannak méretezve, és a közös antennatartón egymásba skatulyázva helyezkednek el. A közöttük levő távolságot úgy kell ellenőrizni, hogy kölcsönhatásukkal minél kisebb mértékben befolyásolhassák a más sávhoz tartozó elemek sugárzási tulajdonságait.

18.5.1. Kétsávos Yagi-antenna 20 és 15 m-re KH 6 OR szerint

E kétsávos beam kidolgozásához KH 6 OR egy táplált „valódi" többsávos elemet beskatulyázott parazita-elemekkel kombinált. Vázlatos elrendezését a 18.26.(a) ábrán láthatjuk, a külön kirajzolt részből pedig [18.26.(b) ábra] a táplált antennaelem részletei tűnnek ki.

A táplált antennaelemnek két záróköre van. Ez utóbbiak a W 3 DZZ-antennának felelnek meg, és 20,5 MHz rezonanciafrekvenciára vannak hangolva. A kondenzátorok egyenként 25 pF kapacitásúak, a két tekercs pedig 3...3,5 mm-es alumínium huzalból hat-hat menetet tartalmaz. A tekercsek átmérője 75 mm, meneteik 50 mm hossz mentén oszlanak meg. Újdonság az a mód, ahogyan a két különböző hosszúságú gamma-illesztés párhuzamosan kapcsolva mindkét sávban jól illeszti a koaxiális tápkábelt. A gamma-illesztések-



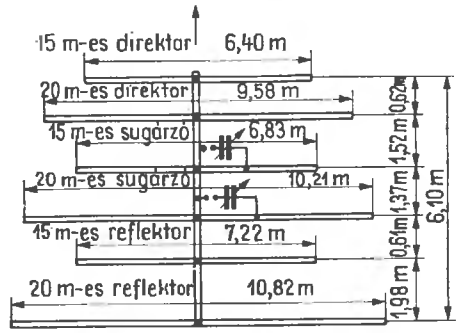
18.26. ábra. Kétsávos beam a 20 és 15 m-es sávra KH 6 OR szerint:
(a) a teljes antenna; (b) a táplált antennaelem részletrajza

re közölt adatok csak irányértékek, és a végleges beállítások során úgy kell helyesbíteni őket, hogy lehetőleg minél kisebb legyen a koaxiális kábel mentén az állóhullámarány. A táplált antennaelemre megadott méretek betartásával a két rezonanciafrekvencia 14,3 és 21,3 MHz.

A parazita antennaelemek teljes hosszúságúak, és úgy vannak elhelyezve a tartóárbocon, hogy a lehető legkisebb mértékben befolyásolják egymást. A reflektor távolsága 20 m-en 0,124λ, 15 m-en pedig 0,13λ. A direktor 20 m-en 0,17λ, 15 m-en 0,19λ távolságra van a sugárzótól. A boom teljes hossza ily módon 6,10 m. Magától értetődik, hogy a táplált antennaelem helyén bármilyen más többsávos elem is megfelel, de erősen rövidített sugárzót nem érdemes alkalmazni. Ha már teljes hosszúságú parazita-elemeket alkalmazunk, kár volna valamilyen rossz sugárzási hatásfokú rövidített sugárzó használatával lerontani e parazita-elemek jó tulajdonságait. Teljes értékben helyettesíthetné a kétsávos elemet a DL 1 FK-beam táplált háromsávos antennaeleme (18.18. ábra). Ezenkívül még azt is megtehetjük, hogy 10 m-es parazita-elemeket is elhelyezünk az antennatartón, és ezáltal háromsávos üzemet teszünk lehetővé.

18.5.2. Beskatulyázott kétsávos Yagi-antenna 20 és 15 m-re

Ennek a W 8 FYR szerinti antennának a 18.27. ábrán közölt vázlatos rajzán nem fedezhetünk fel semmi különlegességet; egyszerűen csak arról van



18.27. ábra. Kétsávos beam a 20 és 15 m-es sávra

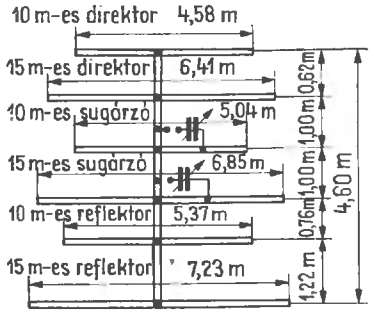
itt szó, hogy két normálisan méretezett háromelemes Yagi-antennát gamma-illesztések útján egymástól különválasztva táplálunk, és közös tartóra szerelünk.

Ilyen antennát annak érdemes választania, aki el akarja kerülni a többsávos irányságárzók szerelési nehézségeit, és akinek megvan hozzá az elegendő helye és a szükséges anyaga.

A KH 6 CR-beamhez viszonyítva kissé hosszabb antennaelemek arról tanúskodnak, hogy ennek az antennának a rezonanciafrekvenciái közelebb vannak a sáv kezdeti kisebb frekvenciáihoz (a távírórészben). A gamma-illesztéseket a 6.3. alfejezet szerint kell méretezni. Két különválasztott koaxiális tápkábelre van szükség. A második tápkábelt úgy takaríthatjuk meg, hogy az antennatartóra egy koaxiális relét szerelünk, és ezzel átkapcsoljuk a sugárzót.

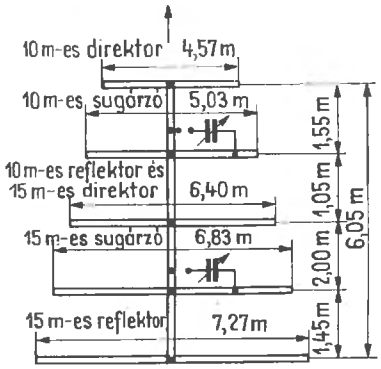
18.6. Beskatulyázott kétsávos Yagi-antenna 15 és 10 m-re

A 18.28. ábrán látható skatulyázott kétsávos Yagi-antenna a 15 és a 10 m-es sávban működik, és elvileg pontosan megfelel a 18.27. ábrán már bemutatott antennának. Értelemszerűen erre az antennára is érvényesek a 20 és 15 m-es változatra közölt adatok.



18.28. ábra. Kétsávos beam a 10 és 15 m-es sávra

Egy kis érdekességet figyelhetünk meg a W 4 KFC szerinti kétsávos beam kialakításában (18.29. ábra). Itt ugyanis a középső szekunder antennaelemet 10 m-en reflektornak, ugyanakkor 15 m-en direktornak használjuk, vagyis megtakarítunk egy parazita-elemet. Mint 10 m-es reflektor mindenesetre kissé hosszú ez az antennaelem. A kétszeres kihasználás kissé megváltoztatja az antennaelemek eloszlását, úgyhogy a tartó hossza 6,05 m. Minthogy a 18.28. ábra szerinti jobb helykihasználással, mindössze 4,60 m hosszú tartóval legalább ugyanakkora teljesítményt lehet elérni, az egy antennaelem megtakarításával nem jut döntő előnyhöz a W 4 KFC által kidolgozott változat.



18.29. ábra. Kétsávos beam W 4 KFC szerint a 10 és 15 m-es sávra

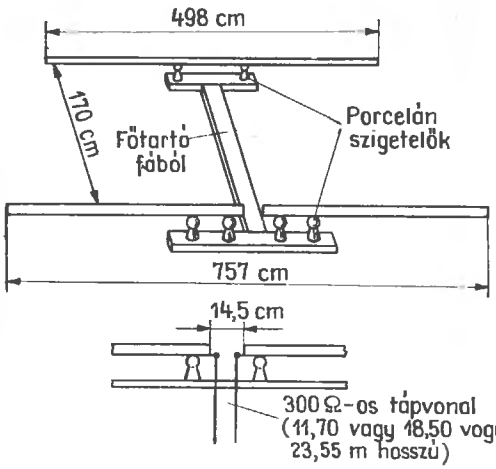
18.7. Egyszerű kompromisszumos többsávos antennák

Már az egyszerű kompromisszumos többsávos antennákkal is sokszor egészen meglepő eredményeket lehet elérni, különösen ha nagy magasságban sikerül felszerelni az antennát. A következőkben ilyen egyszerűsített többsávos sugárzókból mutatunk be néhányat.

18.7.1. A háromsávos Maria Maluca antenna

A Latin-Amerikában elterjedt egyszerű háromsávos antennák egyike a Maria Maluca. A 10, 15 és 20 m-es amatőrsávokban használható, táplált eleme egy hangolt tápvezeték útján kapja meg a gerjesztést és a rezonanciát.

A 18.30. ábrán minden részletet és minden méretet megadunk a Maria Maluca antenna megépítéséhez. A 10 m-es sávban ez az antenna kételemes iránysugárzóként működik, parazita-eleme a kissé hosszúra méretezett és $\lambda/6$ távolságban felszerelt direktor. A táplált antennaelem 10 m-en egy meghosszabbított dipólus, amelyet tápvezetéken és antennacsatolón keresztül hozunk rezonanciába, akárcsak a G 4 ZU-antennában. Ez az antenna



18.30. ábra. Maria Maluca háromsávos antenna

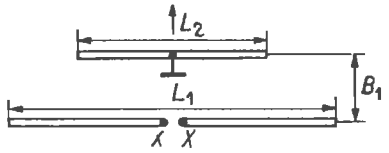
15 m-es sávban teljes hosszúságú félhullámú dipólusként működik, de a direktora nem sokat használ, mert megvan ugyan a $\lambda/8$ távolsága a sugárzótól, de túlságosan rövid a 21 MHz frekvencián. Valamilyen direktorhatást még kétségtelenül meg lehet állapítani. Végül a 20 m-es sávban rövidített dipólusként működik a Maria Maluca-antenna. A direktornak még a 20 m-es sávban is ki kell fejtenie — még ha gyengén is — valamilyen hatást. Ezért szokás hangoztatni, hogy a 20 m-es sávban elért teljesítmény egyenértékű a teljes hosszúságú félhullámú dipólus teljesítményével.

Az antennát egy meghatározott hosszúságú 300λ-ás tápvezeték útján gerjesztjük. A vezeték hossza tetszés szerint 11,70, 18,50 vagy 23,55 m lehet. Csak így lehet elérni a legkedvezőbb üzemi eredményeket.

A Maria Maluca antenna nem lehet nagy teljesítményű antenna, de nem is ez a feladata. Mint kompromisszumos megoldás egyszerű eszközökkel biztonságosan megépíthető háromsávos antenna, és a DX-forgalomban már bebizonyította használhatóságát.

18.7.2. Egyszerű kétsávos változatok

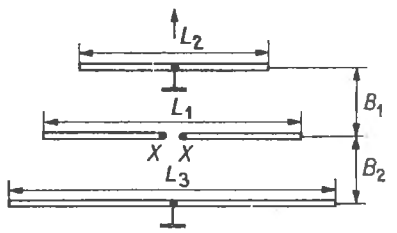
Kétsávos üzemre a legegyszerűbb változatok egy hangolt félhullámú dipólust tartalmaznak, amely a kisebb frekvenciájú sávban teljes hosszal működik. A félhullámú dipólushoz tartozó direktort a nagyobb frekvenciájú sávra kell méretezni, úgyhogy itt mint kételemes iránysugárzó működik az antenna. Egy ilyen kétsávos antenna vázlatos rajza a 18.31. ábrán látható, mechanikai felépítés szempontjából ugyanolyan, mint a Maria Maluca antenna. Az igényeknek megfelelően 20 és 15 m-re, 15 és 10 m-re vagy 20 és 10 m-re építhető meg. Mindhárom változat az első helyen megnevezett sávban félhullámú dipólusként, a második helyen megnevezett sávban pedig kételemes iránysugárzóként működik. A szükséges méreteket a 18.31. ábra jelöléseivel a 18.2. táblázatban találjuk meg.



18.31. ábra. A két sávban használható 1—2-elemes antenna vázlatos felépítése (méretei a 18.2. táblázat szerint)

18.2. táblázat. A 18.31. és a 18.32. ábra szerinti egyszerű kétsávos antennák hosszméretei méterben

Amatőrsávok	20+15 m	15+10 m	20+10 m
L_1 hossz (sugárzó)	10,19	6,83	10,19
L_2 hossz (direktor)	6,40	4,57	4,57
L_3 hossz (reflektor)	10,77	7,25	10,77
S_1 távolság	1,70	1,27	1,27
S_2 távolság	3,05	1,70	3,05



18.32. ábra. A két sávban használható kételemes, irányhatású antenna vázlatos felépítése

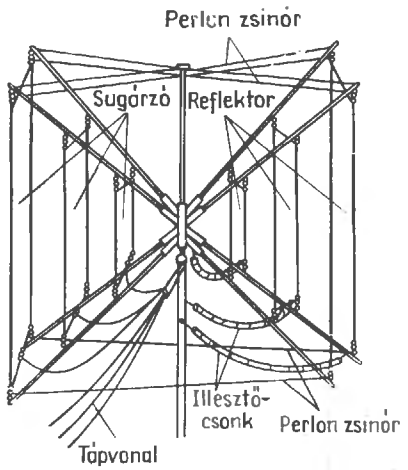
Ezek a legegyszerűbb formák a 18.32. ábra szerint összesen három elem felhasználásával tovább is fejleszthetők. Mindegyik esetben két elem hatása érvényesül, nevezetesen a kisebb frekvenciájú sávban táplált félhullámú dipólusból és reflektorból, a nagyobb frekvenciájú amatőrsávban pedig sugárzóból és direktorból áll a rendszer. E méreteket is megkapjuk a 18.2. táblázatban, a 18.31. ábrához képest csak az L_3 és S_2 méretekkel egészülnek ki az eddigi jelölések. Ezért a 18.31. ábra szerint már elkészített antennát a meglevő méretek megtartá-

sával lehet az S_3 távolságban elhelyezendő L_3 hozzáadásával a 18.32. ábrának megfelelően továbbfejleszteni.

Mindkét antennát 300 Ω-os hangolt tápvezeték gerjeszti, de a táplált elem rezonanciáját egy megfelelő antennacsatolóval kell beállítani (lásd a 8.2. alfejezetet). Ebből az következik, hogy a harmadik sávban is lehetséges segédüzem, ha megfelelően behangoljuk az antennacsatolót. Ezzel kapcsolatban megfordulhat a fősugárzás iránya, és bizonyos körülmények között kétirányúvá válhat az antenna.

18.8. A háromsávos cubical quad antenna

A cubical quad keretszerű konstrukciója (lásd a 16.1. alfejezetben) különösen alkalmas a többsávos beskatulyázott antenna kialakítására, hiszen a nagyobb frekvenciájú sávokhoz tartozó elemeket szervesen a keret belsejében lehet felszerelni. A 20 m-es sávban a quad oldalának hossza mindenesetre már meghaladja az 5 m-t is, és kevés amatőr képes megbirkózni ilyen nagy méretekkel. Ennek ellenére sok példát ismerünk a háromsávos quad olyan változataira, amelyek egészen könnyű szerkezetük ellenére erős viharoknak is ellenálltak már. A bambusznád alkalmazásával megépített háromsávos quad súlya körülbelül 20 kg lehet. Ha viszont a bambusz helyett üvegszálerősítésű poliészter rudakat (horgászbotokat) tudunk beszerezni, a szélellenállást és a teljes súlyt egyaránt lecsökkenthetjük.

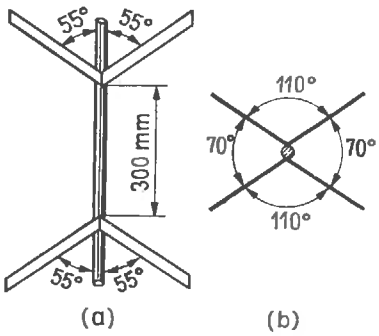


18.33. ábra. Háromsávos cubical quad

A következőkben ismertetendő háromsávos quadantennák a 20 m-es sáv elhagyásával kétsávos változatban, csupán 15 és 10 m-re is megépíthetők.

A quad megépítése során a legnagyobb nehézségeket a könnyű, de ennek ellenére ellenállóképes tartóállvány konstrukciója okozza. Legelőször W 4 NNQ dolgozott ki egy küllős középső részt, amelyet mechanikai és elektromos vonatkozásokban egyaránt különösen kedvező megoldásnak tekinthetünk.

A 18.33. ábrán vázlatosan rajzoltuk meg a háromsávos quadantennát. Mint látjuk, a konstrukció szíve a középső cső, ehhez küllőszerűen nyolc nyúlvány van hozzáhegesztve, és az utóbbiak tartják a bambuszrudakat. A nyolc nyúlvány mindegyike egy-egy 50 cm hosszú, 40 mm × 40 mm × 5 mm keresztmetszeti méretű szögvas. A középső cső hossza 40...60 cm, belső átmérője a tartóárbocként szolgáló cső külső átmérőjével egyenlő. Arra vonatkozólag, hogy a küllőket milyen szögben kell hozzáhegeszteni a középső csőhöz, aligha adhatunk általános irányelveket, mert ez a szög attól függ, hogy milyen távolságban akarjuk felszerelni a reflektort. Mechanikai okokból nem szabad ugyanabban a vízszintes síkban rögzíteni az egyes gyámokat, hanem bizonyos távolságot kell tartani a négy felső és a négy alsó között.



18.34. ábra. A háromsávos cubical quad középső része:
(a) oldalnézet; (b) felülnézet

A W 4 NNQ szerinti középső rész szerkezeti kialakítása a 18.34.(a) ábrán látható. A szögvasakat úgy kell az egyik végükön megmunkálni, hogy jól felfeküdjenek a középső csövön, és stabilan lehessen hozzáhegeszteni őket. A középső csővel bezárt szög ebben az esetben 55°. A gyámokat úgy osztjuk szét páranként a cső körül, hogy a 18.34.(b) ábra szerinti felülnézetben 110°-os és 70°-os szögeket lássunk. A középső rész elkészítéséhez finomme-

hanikai munkára van szükség. Ez a rész ugyanis a háromsávos quad legfontosabb, egyúttal a legnehezebb része is.

Mindegyik szögvashoz hozzáerősítünk egy legalább 4 m hosszú, középértékben körülbelül 3 cm vastag bambuszrudat. A bambusznád felületét ajánlatos durva csiszolópapírral érdessé tenni, majd alkidgyantával bekenni. E védőbevonat nélkül rövid idő alatt szétmállnék a bambusz. A csövek szétrepedésének megakadályozására fúrjunk minden kamrába egy-egy 3 mm átmérőjű lyukat. Ehelyett azt is megtehetjük, hogy a bambuszrúd mindegyik kamráját lágy rézhuzallal néhány menetben szorosan körültekercseljük, majd egymáshoz forrasztjuk a meneteket.

A bambuszrudakat vagy két-két erős szalaggal, vagy kötözőzsineggel erősítjük hozzá a szögvasakhoz. Az utóbbi esetben hornyokat kell bereszelni a szögvasak élébe, hogy ne csúszhasson el rajta a kötözőzsineg. Ugyanakkor viszont a bambuszrudak végét ajánlatos körültekercselni valamilyen műanyag fóliával, nehogy bevágja a zsineg, amellyel rögzítjük. Minthogy a bambusz aránylag jól szigetel, a szigetelőszakasz pedig nagyon hosszú, az antennahuzalt minden aggodalom nélkül közvetlenül hozzáerősíthetjük a rudakhoz. A 20 m-es sáv sugárzóját és reflektorát — vagyis a külső huzalokat — először körültekerjük mindegyik bambuszrúdon, majd kötözőzsineggel is rögzítjük. Ezáltal stabilabbá válik az egész szerkezet. A 15 m-es és a 10 m-es sáv elemeit elegendő egyszerűen csak egy puha kötözőzsineggel rögzíteni. Könnyű szigetelőket is használhatunk.

18.8.1. Az antennaelemek

Anyaguk rézhuzal vagy litze lehet, keresztmetszetük tág határok között tetszés szerinti. A legjobb azonban az 1,5...2 mm átmérőjű bronzhuzal. A 20 m-es sáv sugárzójához és reflektorához külön-külön körülbelül 25 m hosszú huzal szükséges. Jelöljük meg a huzaldarab közepét, és ettől jobbra és balra mérjünk le 2,60 m-t. Ez az 5,20 m-es fesztávolság egy oldalhossz, mégpedig a felső vízszintes oldal. Ezt a huzalt mindjárt hozzá is köthetjük a megfelelő bambuszrudak végéhez. Csatlakoztatjuk hozzá a két függőleges, ugyancsak 5,20 m fesztávú oldalt, végül elkészítjük az alsó vízszintes oldalt és a táppontot. Itt egy szigetelő (dió-szigetelő vagy „kalitcsont") szakítja meg geometriai középpontjában a huzalt. A felesleges huzalvégek egyelőre még szabadon lógnak le. Most ugyanígy felszereljük a 15 m-es sáv, végül pedig a 10 m-es sáv huzaljait. A szabad hossz a 15 m-es sávban oldalanként 3,50 m, a 10 m-es sávban 2,55 m. E huzalok helyét természetesen úgy jelöljük ki a bambuszrúdon, hogy a megadott oldalhossz végére mindenhol egy-egy tartó kerüljön. A szükséges pontokat ki is számíthatjuk (szögfüggvények alapján), de próbálkozással is elérjük célunkat.

A reflektorok ugyanolyan oldalhosszúságúak, mint a táplált antennaelemek. A reflektorhatás azáltal jön létre, hogy mindegyik reflektor talppontjához egy-egy kettős vezeték csatlakozik. Ezek a rövidrezárt csonkok elektromosan meghosszabbítják az antennaelemeket, és eltolják a kisebb frekvenciák irányában a rezonanciát. A reflektorcsonkok hossza előzetesen

a 20 m-es sávra 2,00 m;
a 15 m-es sávra 1,50 m;
a 10 m-es sávra 1,00 m.

A végleges hosszt a behangolás során kapjuk meg. A reflektorok távolságától függ a rendszer talpponti ellenállása és antennanyeresége. Kézenfekvő és célszerű is úgy állítani be a sugárzó és a reflektor közötti távolságot, hogy a rendszer talpponti ellenállása megegyezzék a felhasználni kívánt tápvezeték hullámellenállásával. A 18.3. táblázatról leolvashatjuk, hogy a sugárzó és a reflektor közötti távolság függvényében mekkora talpponti ellenállásra számíthatunk, egyúttal a megfelelő mechanikai távolságot is megkapjuk a nagyobb frekvenciájú amatőrsávokra.

18.3. táblázat. A quadantennák tápponti ellenállása a reflektortávolság függvényében

Talpponti ellenállás Ω	Reflektortávolság λ	Reflektortávolság a 20 m-es sávban	a 15 m-es sávban	a 10 m-es sávban
		m		
52	0,11	2,34	1,56	1,17
60	0,13	2,76	1,85	1,38
70	0,17	3,62	2,41	1,80
72	0,18	3,83	2,56	1,91
75	0,20	4,25	2,84	2,12

A beállítandó reflektortávolság nagyságával természetesen már akkor tisztában kell lennünk, amikor még nem készítettük el a középső részt, hiszen ez utóbbi szabja meg a szögvasak hajlásszögét. Az antennaelemek felszerelése után még feszítsük ki megfelelő műanyag zsinórral az egész

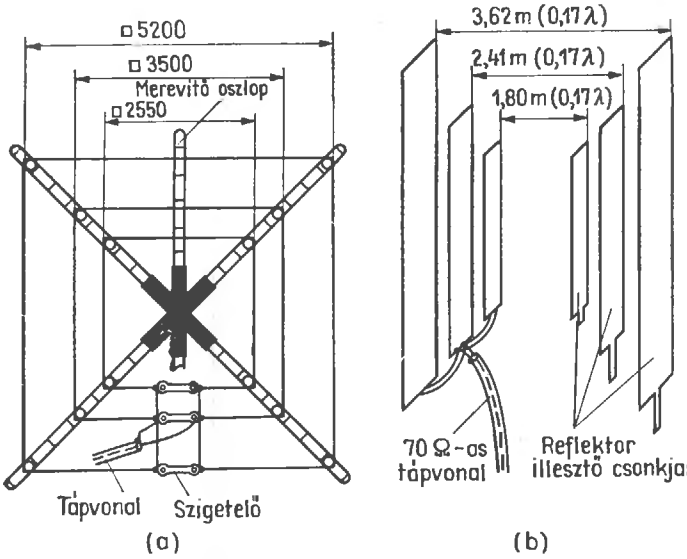
rendszert, hogy megkaphassuk a szükséges stabilitást. Az ideális anyag erre a célra a tetszetős PVC-köpennyel körülvett üvegfonal, mert nagy a szakítószilárdsága, jól szigetel, és ami különösen fontos, alig nyúlik.

18.8.2. A táplálás

Minthogy a rendszer talpponti ellenállása 70 Ω nagyságrendben mozog, magától kínálkozik a közvetlen táplálás valamilyen tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábellel. Tapasztalatok szerint rövidhullámon nincs feltétlenül szükség a koaxiális kábel szimmetrizálására, úgyhogy a rövidhullámok tartományában gyakorlatilag is megvalósított cubical quad antennák majdnem mind közvetlenül bekötött koaxiális kábelről kapják a táplálást.

A háromsávos quad hagyományos táplálási módja: mindegyik sávra külön tápvezeték alkalmazása. Ezáltal világosan áttekinthetők a viszonyok, ugyanakkor azonban — különösen, ha hosszúak a tápvezetékek — sok koaxiális kábelre van szükség. Ha minden egyes rendszert illesztési optimumra állítunk be, a háromsávos quad táplált antennaelemeit a táppontokban párhuzamosan kapcsolhatjuk egymással és egyetlen közös koaxiális kábel útján táplálhatjuk (18.35. ábra). Ezt a koaxiális kábelt a 15 m-es sugárzó táppontjától célszerű elvezetni. A 20 m-es és a 10 m-es sugárzótól kéthuzalos összekötő vezetéket csatlakoztatunk a középső, 15 m-es tápponthoz. A szabad sugárzókat azonban ezek az összekötő vezetékek is befolyásolják, úgyhogy a normálisan méretezett sugárzók rezonanciafrekvenciája kisebb lesz a számított értéknél. Ezért az összekötő vezetékek hosszával meg kell rövidíteni a sugárzók hosszát. Ezt a rövidítést elektromosan is elvégezhetjük úgy, hogy kondenzátorokat iktatunk be a vezetékbe.

A háromsávos quad gazdag tevékenységi lehetőségeket nyújt a kísérletezgető rövidhullámú amatőrnek. Például arra is gondolhatunk, hogy a 20 m-es szakasz méreteit a miniatűr beam mintájára lekicsinyítjük, vagy egy olyan háromsávos quad kifejlesztésére szánjuk rá magunkat, amelynek méretei a 15 m-es quad méreteivel egyenlők, és amelyben a 15 m-es, teljes hosszúságú antennaelem egyúttal 20 m-en is rezonál. A DX-amatőrök körében ez a „normális fogyasztókon" is segítene. Az ilyen megoldások azonban — amint már elmagyaráztuk —, mindig a sávszélesség, az antennanyereség és a sugárzási jellemzők rovására mennek.



18.35. ábra. Az antennaelemek elrendezése és táplálása:
(a) a táplált antennaelem elölnézete; (b) a táplált antennaelemek és a reflektorok oldalnézete

18.8.3. A hangolás

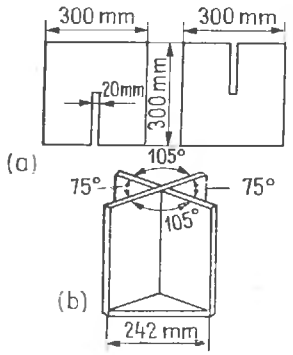
Legelőször a táplált antennaelemek rezonanciahosszát állítjuk be. A tápvezetéket sorra az éppen behangolandó elemhez csatlakoztatjuk, de egy reflektométert is becsatolunk a vezetékbe. A meglevő adóval, egy mérőgenerátorral (jelgenerátorral) vagy egy grid dip meter felhasználásával gerjesztjük a sugárzót, az üzemi frekvenciát tág határok között változtatjuk, és közben figyeljük a reflektométert. Az a frekvencia, amellyel a legkisebb állóhullámarányt kapjuk a vezetéken, azonos a táplált antennaelem rezonanciafrekvenciájával. Ha ez a frekvencia nem a kívánt helyen van a sávban, meg kell változtatnunk az antennaelem hosszát (például a 15.7. ábra szerint).

Most a reflektorokat állítjuk be pontosan a legnagyobb hátrasugárzási csillapításra. Ehhez egy egyszerű térerősségmérőre van szükségünk (segédantennából, germánium-diódából és mutatós műszerből állítjuk össze), és körülbelül 50 m távol, de lehetőleg a sugárzó magasságában helyezzük el ezt a készüléket. A háromsávos quad irányát úgy állítjuk be, hogy a reflektor négyzetének széles lapja a térerősségmérő felé forduljon. Adás közben úgy állítjuk be a reflektorcsonk eltolható rövidzárját, hogy a térerősségmérő műszerén határozott minimumot kapjunk. Ezt a beállítást nagyon gondosan kell elvégezni, mert igen éles minimum jelentkezik. Minthogy a reflektor beállítása egy kissé visszahat a sugárzó rezonanciájára, utólagos ellenőrzést is kell végezni a reflektométerrel.

18.9. A háromsávos CQ—PA-quad

A hollandiai CQ—PA amatőrlapban PA ∅ XE egy mechanikailag roppant egyszerű felépítésű és ezért amatőrviszonylatban rendkívül célszerűnek látszó háromsávos quadantennát ismertetett. A CQ—PA-quad további előnye még, hogy nem kell hozzá semmilyen csonk vagy egyéb hangolási segédeszköz, és hogy minden sávban optimális értéken tartja a reflektor távolságát. Ha pontosan megtartjuk az előírt méreteket, nincs szükség behangolásra.

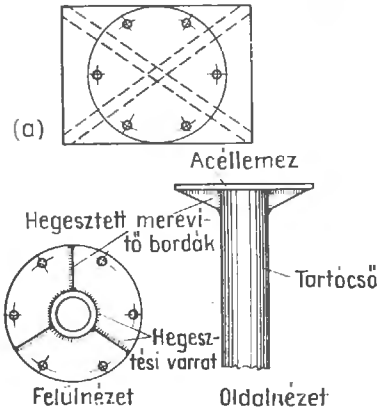
A kereszttartót PA ∅ XE nem hegesztett vasszerkezetből állítja elő, hanem a 18.36. ábra szerint 20 mm vastag furnérlemezből készít el egy stabil és megfelelő konstrukciót. A 18.36.(a) ábra szerinti részletrajzon 20 mm-es furnérlemezből két egyforma négyzet látható, az oldalhossz mindenhol 300 mm. Mindkét lemezben az egyik oldal közepétől egy-egy 150 mm hosszú és 20 mm széles bevágás van. Ezt a bevágást úgy kell kialakítanunk, hogy amikor a 18.36.(b) ábra szerint egymásba illesztjük a lemezeket, a közöttük levő szög 105°, illetve 75° legyen (ferdén vágjuk le az éleket!). Ugyanilyen anyagból egy 242 mm × 184 mm méretű, derékszögű négyszög alakú alaplapot is kivágunk. Ha jól mértük le az alaplap méreteit, a keresztidom ráhelyezése után a szükséges 105° és 75° szögeket kapjuk meg (a szögfüggvények alapján).



18.36. ábra. A CQ—PA-quad középső része:
(a) az egyes lemezek; (b) az összeállított középső rész

Az antennának ezt a szívét jól összeenyvezzük és összecsavarozzuk. Az alaplapba be kell süllyeszteni a csavarokat. A keresztidomot többszörösen vonjuk be firnisszel vagy valamilyen jó csónaklakkal. A furnérlemeznél stabilabb és az időjárási hatásoknak jobban ellenálló — de drágább — szerkezeti anyag a megfelelő vastagságú, textilbetétes rétegelt lemez (pl. novotext).

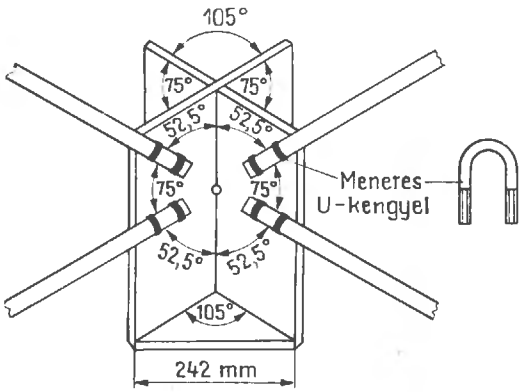
A következőkben előkészítjük a keresztidom alaplapját, hogy megfelelően felerősíthessük majd a tartóárbocra. Egy 3...5 mm vastag és 180 mm átmérőjű, kör alakú acéllemezt a 18.37. ábra szerint az alaplemez aljára helyezünk. Kerülete mentén egyenletes elosztásban hat lyukat fúrunk bele egy körülbelül 5 mm-es fúróval oly módon, hogy egyúttal az alaplapot is átfúrjuk. Úgy helyezzük el ezeket a furatokat, hogy amikor majd behelyezzük a csavarokat, az alaplemez felső lapján a keresztidom mellett elég hely maradjon mindegyik csavarfejnek. Egyébként ennek az acéltárcsának nem kell feltétlenül kör alakúnak lennie, esetleg pontosan megegyezhet az alaplap méreteivel (242 mm × 184 mm).



18.37. ábra. A kereszttartó rész hozzáerősítése az antennaárbochoz:
(a) alaplemez; (b) hegesztett fémkarima

Tartóárbocnak PA ∅ XE egy 1,5 hüvelykes vízvezetéki csövet ajánl. Először egy körülbelül 3 m hosszú csőre van szükségünk, és az egyik végén külső meneteket vágunk rá. Erre azért van szükség, hogy egy csőkarmantyúval meghosszabbíthassuk majd. A cső másik végéhez tompahegesztéssel, pontosan centrikusan hozzáhegesztjük a már előkészített acéllemezt. Az acéllapnak pontosan merőlegesen kell állnia az árbocon. Az oldalnyomás felvételére ajánlatos három — derékszögű háromszög alakú — merevítőbordát is behegeszteni [18.37.(b) ábra].

A tartókarok elkészítéséhez három 4,50 m-es bambuszrúd szükséges. Hogy hozzáerősíthessük őket a keresztidomhoz, csináltassunk egy kovácscsal vagy műszerésszel 16 U alakú csapot; méreteiket a bambuszrudak átmérője szabja meg. A csapok, anyák, alátétkarikák és minden egyéb fémalkatrész is horganyozott vagy kadmiumozott felületű legyen, vagy legalább valamilyen jó védőlakkal vonjuk be őket a rozsdásodás ellen.



18.38. ábra. A tartókar felerősítése

A tartókarokat a 18.38. ábra szerint rögzítjük keresztidomon. Az áttekintés megkönnyítésére itt csak négy tartókart rajzoltunk meg; a másik négyet ugyanígy, de a szemben levő 105°-os szög belsejében kell felszerelni. Nagyon fontos, hogy a tartókarok pontosan 52,5°-ot zárjanak be a függőlegessel. Ezt a szöget nagyon könnyen megkaphatjuk: az egymást keresztező furnérlemezek 105°-os szögéről papírsablont készítünk, és ezt a sablont behajlítással megfelezzük (105 : 2 = 52,5). E sablonok megfelelő ráhelyezésével most már könnyen kijelölhetjük az U alakú csapok furatait. A belső U-csapokat lehetőleg ne helyezzük túlságosan közel a lemezek kereszteződési vonalához, hogy még elég hely maradjon az ellenanyák behelyezéséhez és meghúzásához. A bambuszrudak beenyvezett vastagabbik végét szigetelőszalaggal vagy valamilyen más, megfelelő anyaggal jól burkoljuk be, hogy ne repedhessen el, amikor meghúzzuk az anyákat. A bambuszrudak helyes kezelését egyébként a pont elején már részletesen elmondtuk.

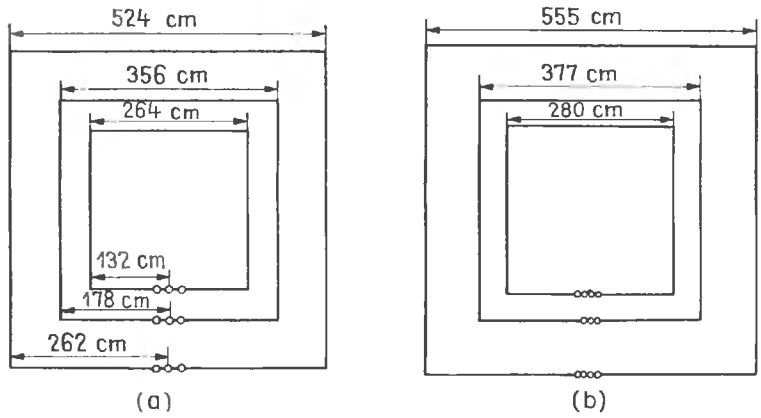
Ezek után előkészítjük és elrendezzük az antennaelemeket is. Anyaguk bármilyen rézhuzal vagy litze-huzal (sodrat) lehet, ha megfelel a mechanikai igénybevételnek. A szükséges hossz összesen kereken 100 m.

PA ∅XE műanyagszigetelésű litzét használt, ezt különösen jól lehetett feldolgozni. A sugárzók és a reflektorok önmagukban alkotják a rezgőrendszert, úgyhogy itt nincs szükség csonkokra vagy más hangoló segédeszközökre. Ez viszont azt jelenti, hogy minden sugárzóhoz külön tápvezeték szükséges; ezért három koaxiális kábelt kell az állomáshelyiségbe vezetnünk. Minden olyan koaxiális kábel megfelel erre a célra, amelynek 50 és 75 Ω között van a hullámellenállása.

A reflektorok önmagukban zárt négyszöget alkotó huzalok 18.39.(b) ábra. A sugárzók négyzetének alsó vízszintes oldalát középen ketté kell vágni, hogy be lehessen kötni a tápkábelt [18.39.(a) ábra]. A következő hosszúságú huzaldarabokat kell leszabnunk az antennaelemek elkészítéséhez:

20 m-es sáv

A sugárzó vezetőjének hossza 21,06 m, ebből kétszer 5 cm az elválasztó szigetelők felerősítéséhez szükséges. Ily módon magának a sugárzónak a teljes hossza (kiegyenesítve) 20,96 m, tehát az oldalhossz 524 cm.



18.39. ábra. A quadelemek:
(a) a táplált antennaelemek; (b) reflektorok

A reflektor vezetőjének hossza 22,25 m, ebből kétszer 5 cm kell a végek előkészítéséhez és forrasztásához; marad tehát a kifeszített hosszra 22,20 m, úgyhogy az oldalhossz 555 cm.

15 m-es sáv

A sugárzó vezetőjének teljes hossza 14,34 m, ebből kétszer 5 cm az elválasztó szigetelő rögzítéséhez szükséges. A kifeszített sugárzó tehát 14,24 m hosszú, aminek 356 cm oldalhossz felel meg.

A reflektor vezetőjének hossza 15,13 m, ebből 5 cm kell a forrasztáshoz. Ennek következtében a kifeszített reflektorhossz 15,08 m, tehát az oldalhossz 377 cm.

10 m-es sáv

A sugárzó vezetőjének hossza 10,66 m, ebből kétszer 5 cm kell az elválasztó szigetelő felerősítéséhez. A sugárzó kifeszített hossza tehát 10,56 m, az oldalhossz pedig 264 cm.

A reflektorhoz szükséges hossz 11,25 m, ebből kétszer 5 cm kell a végek forrasztásához. Ily módon a kifeszített reflektorhossz 11,20 m, aminek 280 cm oldalhossz felel meg.

A leszabott huzaldarabokat most hosszúságuk szerint vízszintesen kifeszítjük, és gyorsan száradó lakkal megjelöljük rajtuk azokat a helyeket, ahol majd hozzá kell erősítenünk őket a tartókarokhoz. Sokszor elegendő csak egy erős műanyag zsinórt kötni a kijelölendő helyre, és ha elég hosszú ez a zsinór, és erősen kötjük meg, lelógó végeivel később majd hozzáerősíthetjük a vezetőt a tartókarhoz. Az elemek elrendezését és oldalhosszát a 18.39. ábrán láthatjuk. Ebből a rajzból azt is megtudjuk, hol kell kijelölnünk a sarokpontokat.

Az egész rendszert a következő sorrendben célszerű összeszerelni:

a) A négy, ferdén felfelé mutató tartókart rászereljük a keresztidomra.

b) A sugárzók és a reflektorok felső vízszintes oldalát beillesztjük és hozzáerősítjük a felfelé mutató tartókarokhoz. Az antennaelemek két olyan bambuszrúdról lógnak most le, amelyek 75°-os szöget zárnak be egymással. Ajánlatos ezenkívül valamilyen műanyag zsinórral vagy üvegfonallal ki is kötni a most még könnyen hozzáférhető felső tartókarokat.

c) A keresztidom alaplapját csavarokkal hozzáerősítjük a körülbelül 3 m hosszú árboccsúcshoz. Az utóbbit a keresztidommal együtt most a további szereléshez vízszintes helyzetbe állítjuk. Ideiglenes lábnak PA ∅ XE egy nagyobb faládát ajánl, ennek fedelén és fenekén akkora lyukat fúrunk, amekkora az árboc átmérője. A szerelés befejezéséig az antenna szabadon állhat ebben a ládában.

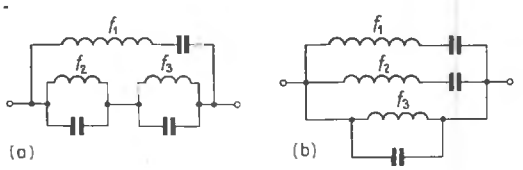
d) A négy, ferdén lefelé mutató tartókart hozzácsavarozzuk a keresztidomhoz, az antennaelemek függőleges szakaszait az alsó tartókarokhoz rögzítjük.

e) A reflektorelemeken összeforrasztjuk a vezetékvégeket, hogy kialakuljon belőlük az alsó vízszintes oldal. A sugárzóelem végei közé egy-egy kis szigetelőt szerelünk. Ezek a szigetelők alkotják az alsó vízszintes oldalak közepén a táppontokat.

f) Megfelelő műanyag zsinórral kifeszítjük egymás között a tartókarokat. Így az egész rendszer megkapja a szükséges stabilitást és szabályos kocka alakot. Az 50 vagy 60 Ω hullámellenállású koaxiális kábeleket a táppontokhoz csatlakoztat-

juk, és hozzáerősítjük a keresztidomhoz is, hogy terhelésmentesíthessük a bekötési helyeket.

Ezzel üzemkész állapotba hoztuk a háromsávos CQ—PA-quad antennákat, és most már csak azzal a bizonyára nem könnyű feladattal kell megbirkóznunk, hogy az egész szerkezetet felszereljük a háztetőre vagy valamilyen póznára.



18.40. ábra. A háromsávos rezgőkör elve két változatban:
(a) egy soros (f_1) rezgőkörrel és két párhuzamos (f_2 és f_3) rezgőkörrel; (b) két soros (f_1 és f_2) rezgőkörrel és egy párhuzamos (f_3) rezgőkörrel

18.10. A háromsávos, egyszerű hurokkal ellátott quad

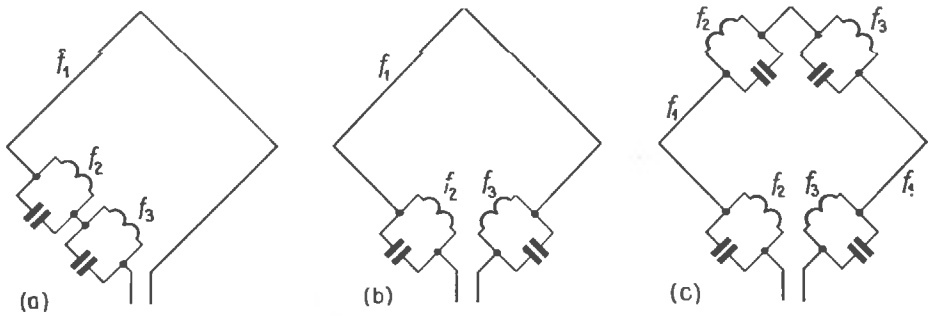
A VK 2 AOU által kifejlesztett, kipróbált és pontosan ismertetett, teljes értékű háromsávos cubical quad elektromos és mechanikai szempontból is aligha hagy még valami kívánnivalót. Ebben a háromsávos konstrukcióban is VK 2 AOU az ismert háromsávos Yagi-antennájánál már bevált soksávos rezgőkörök elvéből indul ki (lásd a 18.2. alfejezetet). Ezáltal egyetlen táplált hurokkal és egy reflektorhurokkal mind a három (10 m-es, 15 m-es és 20 m-es) sávban megkapjuk a rezonanciát.

A 18.40. ábrán vázlatosan két változatban rajzoltuk meg a háromsávos rezgőköröket. Ha különkülön vizsgáljuk az egyes rezgőköröket, azt látjuk, hogy a rezonanciák közül egy sincs a kívánt frekvencián, pedig a teljes hálózat együttesen mind a három üzemi frekvencián rezonál. Ha a 18.40.(a) ábra szerinti kapcsolásban az f_1 soros rezgőkört egy antennaelemmel helyettesítjük, nem változik meg a hangolt háromsávos kapcsolás jelleggörbéje. Ha ez az antennaelem egy quadhurok, a 18.41.(a) ábra szerinti elrendezést kapjuk, és a quadelem most a megosztott L induktivitású és C kapacitású f_1 soros rezgőkör. A mechanikai és elektromos szimmetria megvalósítására az f_2 és az f_3 rezgőkört a 18.41.(b) ábra szerint a táppont két oldalán helyezzük el. A két síkban párosával elrendezett rezgőköröket tartalmazó kapcsolást [18.41.(c) ábra] akkor alkalmazzuk, amikor a quadhurok teljes hossza nagyobb a legkisebb üzemi hullámhossz 1,5-szeresénél.

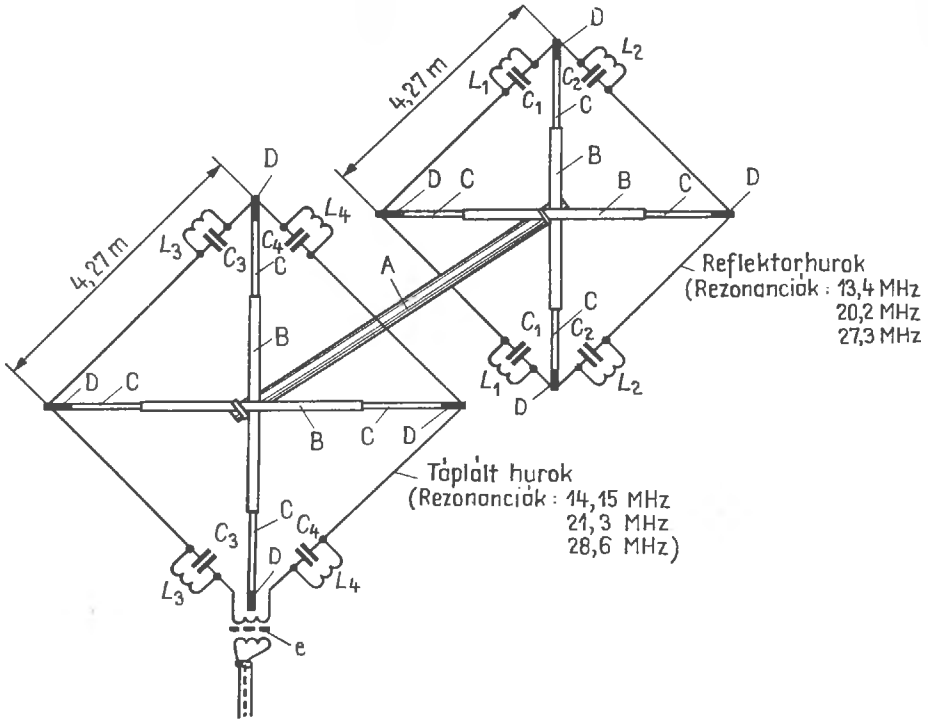
18.10.1. A háromsávos quad elektromos koncepciója

Az antenna két egyforma, 4,27 m oldalhosszúságú huzalnégyzetet tartalmaz. Vázlatos rajzát a 18.42. ábrán látjuk. A szélellenállás ebben a megoldásban feleakkora, mint az egymásba skatulyázott elemeket tartalmazó, teljes méretű háromsávos quadantennán. A többsávossági elv alapján kisebb vagy nagyobb hosszúságú oldalakat is alkalmazhatunk, és ennek megfelelően csökken vagy nő a hatásfok. Bebizonyosodott, hogy a teljesítőképesség és a ráfordítások tekintetében 4,27 m-es oldalhosszal nagyon jól megközelítjük az optimumot.

A táplált egyhurkos elem három sávfrekvenciára rezonál: például 14,15, 21,3 és 28,6 MHz-re. A reflektor rezonanciafrekvenciáit megfelelően kisebb-



18.41. ábra. A háromsávos quadelem vázlatos felépítése VK 2 AOU szerint:
(a) a 18.40. (a) ábra szerinti elrendezés; (b) f_2 és f_3 szimmetrikus beiktatása a táppontba; (c) f_2 és f_3 páros elrendezése abban az esetben, amikor a négyzetes hurok teljes hossza nagyobb a legkisebb üzemi hullámhossz 1,5-szeresénél



18.42. ábra. VK 2 AOU háromsávos quadantennájának vázlatos felépítése

re, nevezetesen 13,43, 20,20 és 27,30 MHz-re kell vennünk.

Az ilyen háromsávos quadelemekre általában a következő szabályok érvényesek:

— A munkafrekvenciák az 1,6 : 1 és 3 : 1 közötti tartományban oszolhatnak meg.

— A kijelölt munkafrekvenciák között nincsen szükség harmonikus összefüggésre.

— Munkafrekvenciáinak felhullámaira nem reagál az antenna (kivéve azt az esetet, amikor a felharmonikus frekvenciája gyakorlatilag megegyezik az egyik munkafrekvenciával).

— Az antennaelemek a teljes hossz mentén sugároznak minden munkafrekvencián.

— A quadrendszerekben antennaelemenként elegendő egyetlen pár hangolt párhuzamos rezgőkör [18.41.(b) ábra], ha a quadelem teljes hossza nem haladja meg a legkisebb üzemi hullámhossz 1,5-szeresét. Ha nagyobb ez a hossz, elemenként két pár hangolt rezgőkörre van szükség [18.41.(c) ábra]. Ezáltal elkerüljük a legnagyobb frekvenciájú sávban egyébként várható hangolási nehézségeket.

Az itt ismertetett esetben — minthogy az antennaelem teljes hossza a 10 m-es sávban nagyobb a hullámhossz 1,5-szeresénél (17,08 m) —, elemenként két pár hangolt párhuzamos rezgőkört alkalmazunk.

A rezgőköri kapacitásokat légtrimmerekkel vagy kerámia fazéktrimmerekkel valósíthatjuk meg. Legalább ilyen jók a nyitott koaxiális kábeldarabokból alkotott kapacitások is. Tudjuk ugyanis, hogy minden koaxiális kábelnek van bizonyos kapacitása a belső vezető és a külső vezető között, és hogy ezt a kapacitást pF/m-ben szokás megadni. A kereskedelmi forgalomban kapható, polietilén dielektrikumú, 60 Ω hullámellenállású (például 60—7—2 típusú) kábelek kapacitása 85 pF/m. Ennek alapján már könnyen kiszámíthatjuk, hogy az előre megadott kapacitás megvalósításához milyen hosszú nyitott kábeldarabokra van szükségünk. Minden szokásos típusú koaxiális kábel megfelel erre a célra, bármekkora legyen is a hullámellenállása; a fontos csak az, hogy tudjuk, mekkora az 1 m-nyi hosszra eső kapacitása.

A rezgőköri induktivitásokat úgy készítjük el, hogy lehetőleg minél vastagabb (legalább 2 mm átmérőjű) huzalból hajtűhurkokat állítunk elő, a vezetők közötti távolságot mintegy 60 mm-re vesszük (nem kényes adat). A táplált antennaelem

huzalának teljes hossza és a négy hajtűhurok huzalának hossza együttesen nagyjából kiadja a legkisebb munkafrekvenciának megfelelő hullámhosszt.

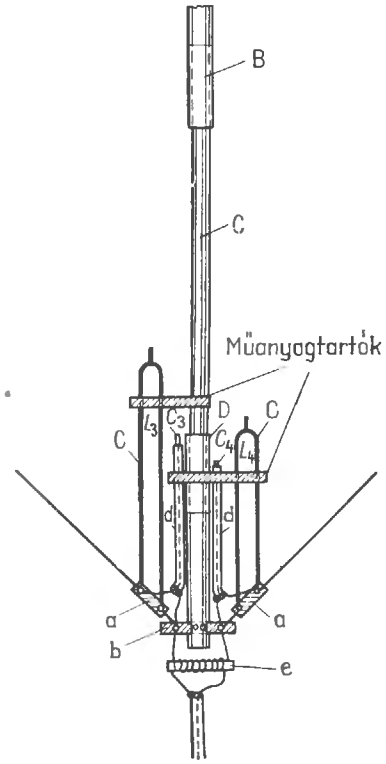
18.10.2. VK 2 AOU konstrukciós megoldása

A két quadelem vízszintes irányú A tartócsövének hossza 2,60 m, aminek következtében a reflektor távolsága körülbelül 2,45 m. A 20 m-es sávban ez 0,115λ, a 15 m-es sávban 0,173λ, a 10 m-es sávban pedig 0,232λ reflektortávolságnak felel meg.

Az A tartócső stabil kemény alumíniumból készült, átmérője körülbelül 50 mm, falvastagsága legalább 3 mm. Az elemek kereszt alakú kifeszítő szerkezete a szokásos bambuszrúd vagy üvegszálbetétes rúd helyett szintén kemény alumínium csőből készül. A B, C és D alkatrészekből összeállított szerkezetet kereszt alakban a tartóhoz erősítjük. A B alkatrészek egyenként 3,66 mm hosszú, $^7/_8$ hüvelyk (kb. 22,2 mm) átmérőjű, $^1/_{16}$ hüvelyk (kb. 1,6 mm) falvastagságú, kemény alumínium anyagú csövek. Négy nyitott végükbe körülbelül 200 mm mélyen teleszkópszerűen betolunk és rögzítünk egy-egy 1,22 m hosszú és $^3/_4$ hüvelyk (19 mm) átmérőjű könnyűfém csövet (C alkatrész). Az antennaelemek huzalának szigetelői 250 mm hosszú és $^3/_4$ hüvelyk (19 mm) átmérőjű PVC-csövek (D alkatrészek). Ez utóbbiakat úgy erősítjük hozzá a C könnyűfém csövek végéhez, hogy felmelegítjük és ezáltal annyira kitágítjuk őket, hogy körülbelül 100 mm hossz mentén szorosan ráhúzhatók legyenek a C csövekre. A PVC-csövek szabad végét ugyancsak meleg állapotban laposra összenyomjuk, és egy lyukat fúrunk bele, hogy hozzáerősíthessük a huzalt. A feszítő szerkezet teljes hossza tehát a szigetelők között 6,15 m, ebből pedig számítással egy-egy elemre körülbelül 4,30 m oldalhosszt kapunk.

A feszítő szerkezeteket megfelelő U-csapokkal kereszt alakban rögzítjük az egymással szemben levő 90°-os szögekben. Merőleges helyzetük biztosítására megfelelő kitámasztásukról is gondoskodunk. Magától értetődik, hogy az éppen beszerezhető anyagoknak megfelelően módosíthatjuk is az antennarendszer felépítését.

A párhuzamos rezgőköröket közvetlenül behelyezzük az antennaelem felső és alsó sarkába. Ezért a huzalt ezeken a helyeken egy-egy műanyag csíkkal elektromosan megszakítjuk (18.43. ábra; az *a* csík méretei: 75 mm × 13 mm × 6 mm). Ezekhez az *a* szigetelőkhöz erősítjük a rezgőköröket — amelyek mindegyike a hajtű alakú *c* hurokból és a koaxiális kábelből kialakított *d* kondenzátorból tevődik össze —, és mindjárt össze is kötjük őket az antennahuzalokkal.



18.43. ábra. A párhuzamos rezgőkörök és a táppont mechanikai felépítése (nem méretarányosan)

A hajtű alakú *c* hurkokat vastag (legalább 2 mm átmérőjű) lakkozott rézhuzalból készítjük el, és megfelelő műanyag tartók útján mechanikailag stabilan hozzáerősítjük a vízszintes kifeszítő karokhoz. A kapacitásnak használt koaxiális kábeleket megfelelő rögzítőszalagokkal közvetlenül hozzákötjük a kifeszítő karokhoz. Ügyeljünk arra, hogy a kábeldarabok külső vezetője (az árnyékolás) a kisebb nagyfrekvenciás feszültségű pontokhoz csatlakozzék. Ezek mindig azok a csatlakozási pontok, amelyek a legközelebb vannak a függőleges kifeszítő karokhoz. A kábelek végén körülbelül 2 cm hossz mentén eltávolítjuk a külső vezetőt, nehogy érintkezhessen a belső vezetővel. Behangolás után valamilyen megfelelő szigetelőragasztóval védjük meg a kábelvégeket a nedvesség behatolása ellen. A párhuzamos rezgőkörök

mechanikai méretezési adatait a 18.4. táblázatban találjuk meg.

A hajtű alakú hurkokban a vezetők közötti távolság 60 mm. Az összekötő huzalok hossza nincsen benne a közölt értékekben.

18.4. táblázat. Méretezési adatok a párhuzamos rezgőkörökhöz

Huzalhossz a hurokhoz	A megfelelő hurokhossz	Szükséges kapacitás	A 85 pF/m kapacitású kábel hossza
m	m	pF	m
L_1=1,75	0,84	C_1=56	0,66
L_2=1,32	0,62	C_2=26	0,31
L_3=1,45	0,66	C_3=53	0,63
L_4=1,07	0,50	C_4=23	0,27

A vezetők közötti távolság (hajtűhurok) 60 mm. Az összekötő huzalok hosszát nem vettük be a fenti értékekbe.

A szimmetria érdekében egy baluntekercset teszünk be a táppontba. Ezzel elérjük, hogy egy tetszés szerinti hosszúságú, 50...75 Ω hullámellenállású koaxiális kábel útján szimmetrikusan gerjeszthetjük a sugárzót. Ezt a baluntekercset a körülbelül 13 mm átmérőjű és 75 mm hosszú ferritrúdra helyezzük. 1,6 mm átmérőjű lakkozott rézhuzalból, bifiláris tekercseléssel kilenc primer és kilenc szekunder menetet tartalmazzon a tekercs. Az időjárási viszontagságok elleni védelemül műanyag házba tesszük, és a tápvezeték bekötéséhez egy átvezetőhüvelyt képezünk ki rajta.

18.10.3. A háromsávos quad antenna behangolása

Ha pontosan a leírás szerint készítettük el az antennaelemeket, csak kisebb mértékű finombeállításokra lehet szükség. Ezeket a beállításokat VK 2 AOU módszere szerint a következőképpen kell elvégeznünk:

A minden részében teljesen elkészített antennaelemet a földfelszínhez képest vízszintes helyzetben úgy helyezzük rá egy körülbelül 1,5 m magas álló falétra legfelső fokára, hogy mindegyik hangolóeleméhez könnyen hozzáférhessünk. Előzőleg hitelesítenünk kell egy tranzisztoros dip metert oly módon, hogy összehasonlítjuk az állomás vevőjével, és bejelöljük a skáláján a 18.5. táblázat szerinti munkafrekvenciákat. A talajtól függőleges irányban mérve mindössze 1,5 m távolságban levő antennaelemnek nagyobb a földkapacitása, mint a végleges üzemi állapotban (amikor is függőlegesen beirányítva sokkal nagyobb magasságban van a talaj fölött), és ezt a nagyobb kapacitív terhelést úgy vesszük itt figyelembe, hogy 3...4%-ot levonunk a megadott frekvenciaértékekből.

18.5. táblázat. Rezonanciafrekvenciák a hajtűhurkokon

Antennaelem	Rezonanciafrekvencia	
	Hosszú hurok	Rövid hurok
Sugárzó	L_3 14,15 MHz 18,0 MHz 21,3 MHz	L_4 21,3 MHz 28,6 MHz 31,0 MHz
Reflektor	L_1 13,43 MHz 15,8 MHz 20,2 MHz	L_2 20,2 MHz 26,9 MHz 27,3 MHz

A szimmetria megőrzése végett a felső sarokban levő rezgőpároknak mechanikailag és elektromosan is meg kell egyezniök az alsó sarokban levő rezgőkörpárokkal

A szimmetria megtartása végett a felső sarokban levő rezgőköröknek mechanikai és elektromos szempontból is teljesen meg kell egyezniök az alsó sarokban levő rezgőkörökkel.

A hajtű alakú hurkok hajlataiba becsatolt dip meterrel mindenekelőtt megállapítjuk a meglevő rezonanciafrekvenciákat. Minden esetben három rezonanciadipet kapunk: az egyik magának a hajtűhuroknak a rezonanciája, és ez nem egyezik meg az egyik munkafrekvenciával sem, a másik kettő pedig két további frekvencia, nevezetesen maguk a munkafrekvenciák vagy közelítő értékeik (lásd a 18.5. táblázatot). A középső üzemi sávot a rövid és a hosszú hajtűhurok szolgáltatja (21 MHz). Ugyanakkor azonban a 28 MHz-es sáv csak a rövid hurkon, a 14 MHz-es sáv pedig csak a hosszú hurkon lép fel. A behangolás során változtatandó beállítóelemek a következők:

A 14 MHz-es sávban: a hosszú hajtűhurok L_3 és L_1 hossza, esetleg a quadhurok huzalának hossza.

A 21 MHz-es sávban: a hosszú hajtűhurokhoz csatlakozó kondenzátor, vagypedig a kisebb, L_4, illetve L_2 hajtűhurok huzalának a hossza.

A 28 MHz-es sávban: a kis hajtűhurokhoz csatlakozó kondenzátor.

Ha például 14,25 MHz munkafrekvenciára van szükségünk, és a rezonanciát 14,0 MHz-en találjuk meg, vagy rövidebbre vesszük a quadhurkot, vagy csökkentjük a hosszú hajtűhurok induktivitását. Az utóbbit kis lépésekben hajtjuk végre oly módon, hogy 5—5 cm-es hosszak mentén összesodorjuk a hurok legömbölyített végét, ezáltal fokozatosan rövidítjük mechanikailag az egymással párhuzamosan haladó huzalszakaszok hosszát. A kapacitások beállítása során ügyeljünk arra, hogy a 28 MHz-es rezonancián 2 pF-os kapacitáscsökkenés 500 kHz frekvencianövekedésnek felelhet meg. A kisebb frekvenciájú sávokban megfelelően kisebb a kapacitásváltoztatás hatása. A kapacitás csökkentése végett a kábeldarabok nyitott végén minden egyes alkalommal 1 cm-rel hátrább toljuk a külső vezetőt.

A hangolást először 14 MHz-en, majd 21 MHz-en, végül pedig 28 MHz-en végezzük el. A táplált antennaelem hangolása során nagyon jó szolgálatot tesz egy reflektométer. Ennek az antennaelemnek a rezonanciái mindig azokon a frekvenciákon vannak, amelyeken legkisebb az állóhullámarány.

A reflektort hasonlóképpen hangoljuk a 18.5. táblázatban megadott rezonanciafrekvenciákra. Azt is megtehetjük, hogy egy harmadik antennaelemet, egy direktorhurkot is kialakítunk. Ebben az esetben a direktor hangolási frekvenciáit úgy kapjuk meg, hogy a táplált antennaelemre megadott frekvenciákat 5%-kal megnöveljük.

Ha még a legnagyobb hátrasugárzási csillapításra vagy a legnagyobb előresugárzásra is pontosan akarjuk beállítani a viszonyokat, ezt a munkát már a tervbe vett magasságban üzemszerűen felszerelt antennán kell elvégeznünk. Legelőször a sugárzó rezonanciáit vizsgáljuk felül oly módon, hogy becsatolunk a tápvezetékbe egy állóhullámmérőt, és az üzemi adóval gerjesztjük az antennát. Az adó frekvenciájának változtatgatása közben megfigyeljük, mely frekvenciákon a legkisebb az állóhullámarány. Ezek a frekvenciák felelnek meg ebben az esetben a sugárzó rezonanciáinak, és szükség esetén kissé korrigáljuk a rezonanciafrekvenciákat. Ezután a finombeállításhoz a megállapított rezonanciafrekvenciákon gerjesztjük az antennát. A kisugárzás ellenőrzésére a szokásos módon felállítunk egy kissé távolabb egy vizsgálódipólussal ellátott térerősségmérőt. Az antenna finombeállítása most kizárólag csak a reflektor utánállítására szorítkozik. 1,5 : 1 állóhullámarányt minden munkafrekvencián el kell érnünk, a sávok végén viszont 2 : 1 értéket is kaphatunk.

Anyagjegyzék a 18.42. és a 18.43. ábra szerinti háromsávos quadantennához

A alkatrész: 1 darab 50 mm × 3 mm méretű, 2,60 m hosszú kemény alumínium cső.

B alkatrész: 4 darab 22 mm × 2 mm méretű kemény alumínium cső, hosszuk egyenként 3,66 m.

C alkatrész: 8 darab 18 mm × 1,5 mm méretű kemény alumínium cső, hosszuk egyenként 1,22 m.

D alkatrész: 8 darab PVC-cső, belső átmérőjük 16...18 mm, hosszuk egyenként 0,25 m.

a alkatrész: 8 darab polisztirol csík, 75 mm × 13 mm × 6 mm.

b alkatrész: 4 darab textilbakelit sáv, 100 mm × 13 mm × 6 mm.

c alkatrész: 8 darab hajtűhurok a 18.4. táblázat szerint.

d alkatrész: 8 darab koaxiális kábel a 18.4. táblázat szerint.

e alkatrész: 1 darab baluntekercs műanyagházban a közölt leírás szerint.

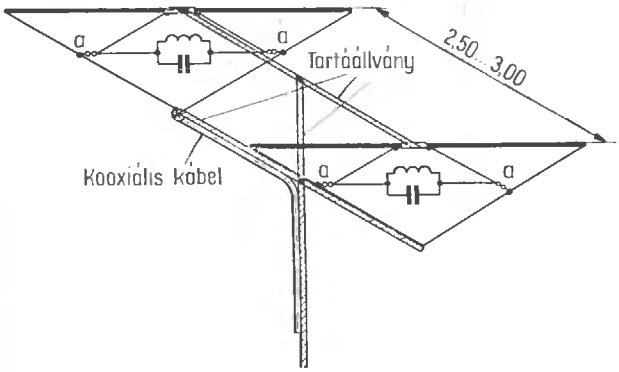
Ezenkívül körülbelül 20 m rézlitze vagy rézhuzal kell az antenna vezetőjének kialakításához, és gondoskodnunk kell az összeerősítésekhez, kifeszítésekhez és merevítésekhez szükséges apró szerelési anyagokról is.

18.11. Többsávos delta loop antennák

Az ismert delta loop antennának (lásd a 15.4.5. pontban) is megvannak a gyakorlatban már kipróbált és bevált többsávos változatai. Ez azonban még nem jelenti azt, hogy az utóbbiak teljesen kiforrott konstrukciók, vagy hogy egyértelműen ismerjük a sugárzási jelleggörbéiket. Az amatőr aligha végezhet a teljesítőképesség szempontjából megbízható összehasonlításokat például a cubical quad antennával, márpedig a többé-kevésbé csak érzésen alapuló egyedi megfigyelések nem lehetnek általános érvényűek.

18.11.1. Beskatulyázott többsávos delta loop antennák

Akárcsak a 18.8. és a 18.9. alfejezet szerinti cubical quad, a delta loop is lehetővé teszi az antennaelemek egymásba tolásával a többsávos üzemet (18.44. ábra). Minthogy a 20 m-es sávban igen nagy nehézségekbe ütközik a szükséges stabilitású rövidítetlen delta loop elemének elkészítése, ezzel



18.44. ábra. Konstrukciós javaslat a beskatulyázott kétsávos delta loop antenna felépítésére (15/10 m). Az A_S és B_S méretek a 15.3. táblázat szerint:
(a) műanyag feszítőzsinórok; (b) kis szigetelők; (c) táppont, 10 m

a többsávossági módszerrel kapcsolatban általában a 15 és 10 m-nek megfelelő kétsávos változatra szorítkozunk. Az ehhez szükséges antennaelemeket a 15.3. táblázat szerint méretezhetjük, vagy a (15.10) és a (15.11) képletek felhasználásával végezhetjük el számításaikat.

A 15 m-es antennaelembe beskatulyázott 10 m-es antennaelem rézlitzéből készül. Az *a* műanyag zsinórokkal vagy üvegszálas zsinórokkal feszítjük ki a 15 m-es antennaelem belsejében. A beskatulyázott antennaelem felső felerősítési sarkaiban ajánlatos kis szigetelőket (*b*) beiktatni, hogy megakadályozhassuk a huzalból kialakított antennaelem és a felfüggesztő zsinórok közötti mechanikai súrlódást. Mindkét antennaelemet külön-külön és közvetlenül egy-egy 60 Ω-os koaxiális kábellel tápláljuk. A tartóul szolgáló 15 m-es antennaelem gamma-illesztésen keresztül kap gerjesztést.

A reflektor A_R és B_R hosszát szintén a 15.3. táblázat szerint méretezzük. Mint már említettük, a reflektortávolság nem kritikus adat: a 15 és 10 m-es változatban 2,00...2,50 m lehet.

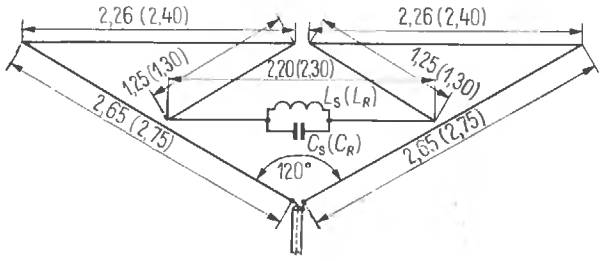
18.11.2. Egyszerű hurkokkal ellátott rövidített kétsávos delta loop

Az irodalomból ismeretes a delta loop antennához egy nagyon tömör felépítésű, 20 és 15 m-es rezonáló többrezonanciás antennaelem. A 18.45. ábrán láthatjuk külső megjelenésében a hajlított dipólusra emlékeztető táplált antennaelem vázlatos rajzát. A lehetőleg minél kisebb térben megfelelő huzalvezetéssel összesen 14,55 m hosszú vezetőt tudunk elhelyezni, és ezzel a 15 m-es sávban teljeshullámú rezonanciát érünk el. Az árammaximum helyén beiktatott $L_S - C_S$ párhuzamos rezgőkör egyúttal lehetővé teszi a 20 m-es sávban is a (második) rezonanciát.

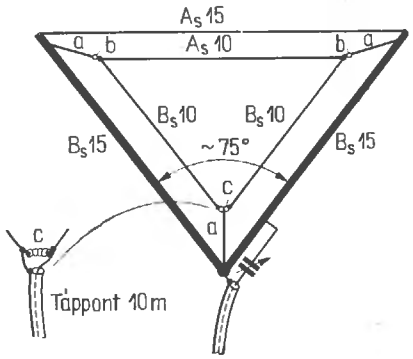
Az $L_S - C_S$ párhuzamos rezgőkört, mielőtt beépítenők az antenna vezetőjébe, 15 000 kHz rezonanciafrekvenciára hangoljuk. A kiindulási adat az L_S induktivitásra 1,82 μH, a C_S kapacitásra 55 pF. Beépített állapotban ily módon két rezonanciát kapunk a rezgőkörben: az egyiket 15 050, a másikat 21 100 kHz-en.

2,50...3,00 m távolságban helyezzük el az ugyanilyen felépítésű reflektort. Vezetőjének méreteire a 18.45. ábrán a zárójelben levő számértékek érvényesek. A reflektor vezetékének teljes hossza 15,20 m, az $L_R - C_R$ párhuzamos rezgőkört beépítés előtt 14 300 kHz-re kell hangolni ($L_R \approx$ $\approx 1{,}82$ μH, $C_R \approx 60$ pF). Az összeépített reflektoron 13 350 és 20 200 kHz-en egyértelmű és egészen határozott rezonanciát kell kapnunk.

Ennek az antennának a teljes felépítésére a 18.46. ábrán egy konstrukciós megoldást vázoltunk fel. Természetesen előfordulhat, hogy a felhasznált anyagoktól függően további megtámasz-



18.45. ábra. Kétsávos delta loop vázlatos rajza (20/15 m). A táplált elem. A zárójelben levő számadatok a reflektorelemre vonatkoznak:
$L_S = 1{,}82$ μH, $L_R = 1{,}82$ μH, $C_S = 55$ pF, $C_R = 60$ pF
(a hosszméretek mind méterben értendők)
Ezt az antennatípust Nánási Kálmán (HA 5 DR) kísérletezte ki



18.46. ábra. Kétsávos delta loop (20—15 m). Vázlatos felépítési rajz:
a=kis szigetelők

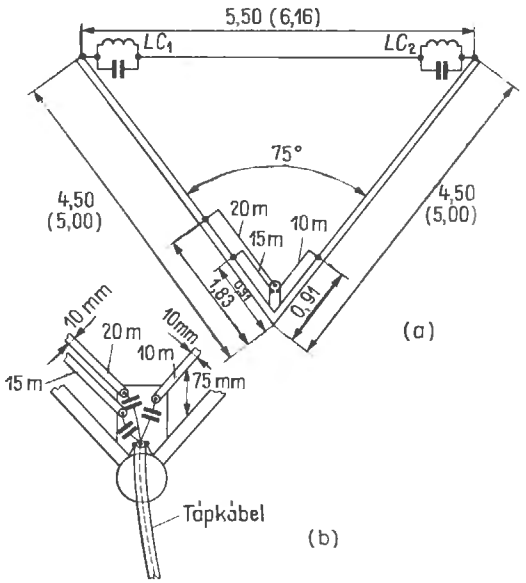
tásokra, kifeszítésekre, merevítésekre lesz szükség. Elektromos és mechanikai szempontból néhány tökéletesítési lehetőséget még találhat ebben a konstrukcióban a kísérletezgető amatőr.

18.11.3. A háromsávos delta loop

A 15 m-es delta loop antennának megfelelő méretekben egy háromsávos változatot dolgozott ki WA ∅ UDJ. Mint a 18.47. ábrán látjuk, a 15 m-es sávra méretezett antennaelemen két párhuzamos rezgőkör ($L-C_1$ és $L-C_2$) felhasználásával három rezonanciát érhetünk el, úgyhogy ez az elem a 10, 15 és 20 m-es sávban egyaránt használhatóvá válik. Az $L-C_1$ rezgőkörben 28 800 kHz rezonanciafrekvenciára van szükség, az $L-C_2$ rezgőkört viszont 15 000 kHz-re kell hangolnunk. Ez a rezonanciaméretezés a még beépítetlen rezgőkörökre vonatkozik. A rezgőköri tekercseket lehetőleg vastag huzalból 32 mm külső átmérőre készítjük el. Ily módon négy menetet kap L_1 (ez körülbelül 0,45 μH-nek felel meg), és hét menetet L_2 (kb. 1,0 μH). A szükséges rezonanciafrekvenciák eléréséhez a C_1 kapacitásnak 60, a C_2 kapacitásnak pedig 100 pF-nak kell lennie.

A reflektor ugyanilyen párhuzamos rezgőköröket kap, de valamivel kisebbek a rezonanciafrekvenciák. A reflektorral kapcsolatban 27 900 kHz-re hangoljuk az $L-C_1$ rezgőkört és 14 550 kHz-re az $L-C_2$ rezgőkört. Ez azt jelenti, hogy itt kissé meg kell növelnünk a tekercseket, ha a kapacitásokat nagyjából meghagyjuk az előző értékeken. A reflektor távolsága 2,50...3,00 m lehet.

Különösen nagy figyelmet kell fordítanunk a háromszoros gamma-illesztésre. Mint a 18.47.(b) ábrán látjuk, a tápvezeték egy közös koaxiális kábel és az egyes gamma-illesztéseket kondenzátoro-



18.47. ábra. A háromsávos delta loop táplált eleme:
(a) vázlatos felépítés és méretezési adatok; a zárójelben levő számértékek a reflektorelemre vonatkoznak; (b) a táplált elem gamma-illesztésének részletrajza

kon keresztül külön-külön csatlakoztatjuk a kábel belső vezetőjéhez. Az optimális kapacitásértékeket kísérletileg, a legkisebb állóhullámarány beállításával kapjuk meg.

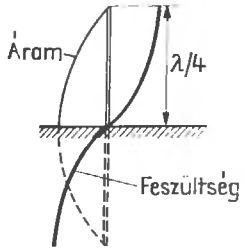
Minden kapacitást — a rezgőköröket is — megfelelő hosszúságú nyitott koaxiális kábelekből érdemes elkészíteni. Ezeket a kábelvégeket sokszor a csőszerű könnyűfém oldalágak belsejében lehet elhelyezni. Ily módon elrejthetjük és az időjárási hatások ellen egyúttal meg is védhetjük őket.

19.

Függőlegesen polarizált rövidhullámú antennák

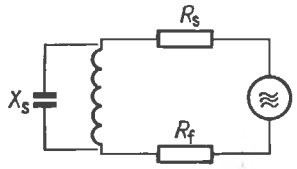
Az eddig tárgyalt rövidhullámú antennák alapeleme a vízszintesen polarizált félhullámú sugárzó. Ha azonban jól vezető talaj fölött függőleges irányban állítjuk fel az antennát, a szabad hosszra $\lambda/4$ is elegendő. Ebben az esetben függőleges polarizációval sugároz az antenna, és elvileg továbbra is félhullámú sugárzóról van szó, mert a többé-kevésbé jó vezetőnek tekinthető talaj tükörképszerűen félhullámú sugárzóvá egészíti ki a negyedhullámú rudat.

Legegyszerűbb alakjában Marconi-antennának nevezzük a föld fölött ily módon felszerelt negyedhullámú vezetőt; a 19.1. ábrán e Marconi-antenna vázlatos rajzát, áram- és feszültségeloszlását közöljük. A föld fölött felállított negyedhullámú rudat aszimmetrikus antennának is nevezzük, mert a vízszintes helyzetű félhullámú dipólussal ellentétben nem földszimmetrikus; ezenkívül monopólusnak is mondjuk, hogy megkülönböztessük a dipólustól. A függőleges negyedhullámú antenna talpponti ellenállásának helyettesítő kapcsolása az egymással sorbakapcsolt R_s sugárzási ellenállást,



19.1. ábra. Marconi-antenna az áram- és feszültségeloszlással

az X_s meddőellenállást (mely utóbbi a rezonanciafrekvencián nullára csökken) és az R_f földellenállást foglalja magába (19.2. ábra). Ebből az következik, hogy a Marconi-antennába bevezetett



19.2. ábra. A negyedhullámú sugárzó talpponti ellenállásának helyettesítő kapcsolása a földellenállás figyelembevételével

P_a teljes teljesítményt az R_s sugárzási ellenállás és az R_f földellenállás veszi fel, vagyis

$$P_a = I^2(R_s + R_f), \qquad (19.1$$

ahol I a talpponti antennaáram.

Az R földellenállás tisztán csak veszteségi ellenállás, ugyanis hővé alakítja át a nagyfrekvenciás energiát. Eszerint a P_s sugárzási teljesítmény ($= I^2R_s$) és a P_v veszteségi teljesítmény ($= I^2R$) között

$$P_s = P_a - P_v \qquad (19.2)$$

összefüggés áll fenn.

Hogy minél jobb hatásfokkal működhessen a Marconi-antenna, alapkövetelményként minél kisebb értéken kell tartani az R_f földellenállást, mert ezzel növelhetjük az R_s/R_f hányadost. A gyakorlatban minden további veszteségi ellenállást is hozzá kell számítanunk ehhez a földellenálláshoz, már-

pedig meglehetősen sok veszteséggel lehet dolgunk. Mindenekelőtt azonban majd megvizsgáljuk, hogy a föld hogyan befolyásolja a negyedhullámú sugárzó tulajdonságait.

19.1. A jó földelés

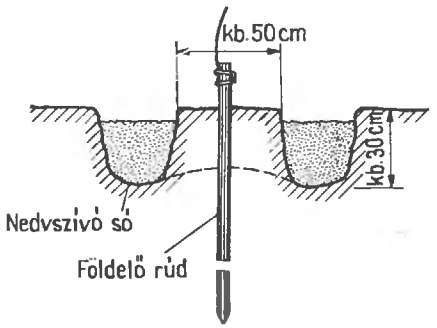
A függőleges sugárzókra vonatkozó tudományos vizsgálatok többnyire arra az estere szorítkoznak, amikor ideálisan jó a föld, vagyis amikor $R = 0$ a talaj ellenállása. Gyakorlatilag azonban nincs ideális föld, de megfelelő költségekkel nagyon közel hozhatók tulajdonságai az ideális esethez.

Az a nagyon elterjedt nézet, mely szerint a villám elleni védelem jó földelése egyúttal nagyfrekvenciásan is jól földeli a függőleges antennát, súlyos tévedés. Ez a megállapítás főként a mélyföldelőkre vonatkozik, amelyekkel gyakran találkozhatunk, és amelyeknek nagy keresztmetszetű vezetője a talajvíz szintjéig vezeti le a villám energiáját. A például sziklás talajokban használatos felületi földelők azonban nagyfrekvenciásan is többnyire jó földelésnek tekinthetők. A függőleges antennák jó villámvédelmi földelést és jó nagyfrekvenciás földelést követelnek meg. Megfelelő kombinációkkal mindkét követelményt kielégíthetjük.

Először a villámvédelemhez szükséges jó földelésről beszélünk, mert éppen a függőleges antennák azok, amelyekhez biztonsági okokból mindig szükség van erre a földre.

Sok amatőr azt hiszi, hogy a vízvezeték-hálózat teljes mértékben eleget tesz a jó földelés követelményeinek. Aki bever a földbe egy darab csövet, és ily módon „saját" földelés birtokába kerül, többnyire azt gondolja, hogy nemcsak a jó nagyfrekvenciás kisugárzás, hanem a megbízható villámvédelem érdekében is mindent megtett. Ezek a kedvelt földelési lehetőségek sajnos alkalmatlanoknak bizonyulnak. A vízvezetékek PVC-csöveket is tartalmazhatnak, a vízfogyasztást mérő készülékekben pedig többek között olyan műanyag alkatrészek vannak, amelyek galvanikusan megszakítják a vízvezetéki áramkört. A csövek összecsavarozott részein nem mindig kifogástalan az érintkezés. Bár nagy felületre terjed ki az összekötés, elektromosan sokszor csak hiányosan érintkeznek egymással a felületek. Ennek oka a tömítés és a rozsdásodás. Használható vagy esetleg jónak is mondható földelést a legtöbb esetben csak akkor kapunk, ha a földelővezetéket nem sokkal a földbe süllyesztés előtt vagy már a föld alatt kötjük össze a vízvezeték-hálózat fővezetékével.

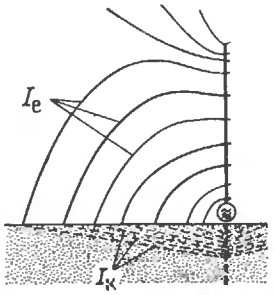
A csőföldelők abban az esetben elégítik ki a villámvédelem követelményeit, ha elérik a talajvíz szintjét, de még így is legalább két csövet kell egymástól 2...3 m távolságban bevernünk a földbe, hogy kisebb legyen a földelés átmeneti ellenállása. A külföldi irodalomban sok helyen ajánlják a 19.3. ábra szerinti megoldást, vagyis hogy egy kis árokkal vegyük körül a csőföldelőt, és valamilyen higroszkopikus sóval töltsük meg az árkot.



19.3. ábra. Földelőcső

Erre a célra például kősó (marhasó), magnéziumszulfát vagy réz-szulfát használható. Az árokba betöltött sót bőségesen megöntözzük vízzel, majd betakarjuk földdel. Ily módon kedvezően megnövelhetjük a talaj vezetőképességét. A 30...50 kg sótöltet hatása 2...3 évig tart. A villámvédelmi földelőre a szakágazati szabvány érvényes, és bizonyos körülmények között az általános villámvédelmi rendelkezések is kötelezőek (lásd a 33. fejezetben).

A függőleges antenna nagyfrekvenciás sugárzása közben a rúd körül I_e eltolási áramok alakulnak ki a szabad térben (19.4. ábra), és ahol elérik

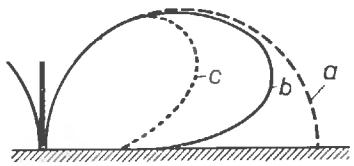


19.4. ábra. A függőleges sugárzó külsőtéri I eltolás áramának és a földben folyó I_k konvekciós áramának feltételezett görbéi

a föld felületét, I_k konvekciós áramok alakjában folynak vissza a sugárzó talppontjához (vagyis a földben elképzelt tükörképhez).

A talaj adottságaitól függően kisebb vagy nagyobb R szétterjedési ellenállást kapunk a földben. Ennek megfelelően a visszavezetési földáramok feszültségeséseket hoznak létre a földellenállás mentén, és az ezáltal előidézett Joule-veszteségek rontják az antenna hatásfokát. Az antenna talppontjának környezetében a legnagyobb az áramsűrűség, mert itt radiálisan összefutnak a földáramok, úgyhogy ebben a tartományban a legnagyobbak a veszteségek is.

A talajban kialakuló szétterjedési ellenállás ezenkívül gyengíti és eltorzítja a földfelszín közelében a külső teret, és ezáltal megváltoztatja a függőleges síkban felvett sugárzási diagram alakját. Ezt a változást a talaj vezetőképességének különböző értékeire a 19.5. ábra érzékelteti. A szaggatott vonallal



19.5. ábra. A negyedhullámú rúdantenna függőleges sugárzási diagramja különböző vezetésű talajokra: *a* görbe=ideális talajra; *b* görbe=jó talajviszonyokra; *c* görbe=rossz vezetésű talajra

kihúzott *a* görbe szabályos félkör; ez az elméleti ideális görbe arra az esetre, amikor teljesen megszűnik a földben a szétterjedési ellenállás. A *b* görbének megfelelő sugárzási viszonyok abban az esetben alakulhatnak ki a függőleges síkban, amikor normális vagy esetleg jó a talaj vezetőképessége, míg a *c* görbe a rossz vezetésű talajokra érvényes. Jól érzékelteti a *c* görbe a függőleges emelkedési szög káros megnövekedéséből származó, jelentős sugárzási veszteségeket. Már ebből is láthatjuk, milyen döntő mértékben szabja meg a talaj vezetése a Marconi-antenna használhatóságát.

Pregnáns és biztos külső jelek nem árulják el a talaj vezetőképességét. Például a nedves talaj vagy a magas szintet elérő talajvíz nem jelenti feltétlenül azt, hogy különösen kicsi a szétterjedési ellenállás; a száraz talaj sokszor jobban vezeti a nagyfrekvenciás áramokat, mint néhány helyen a nedves földréteg. A víznek nagy a dielektromos állandója, ezért főként a behatolási mélységet csökkenti, vagyis kisebb mélységig engedi behatolni az áramokat a földbe. A sósvizes területek vagy a sósvízben gazdag mocsaras talajok mindig jól vezetnek. A jó nagyfrekvenciás földnek jól vezető terjedési utakat kell biztosítania a felület közelében folyó visszavezetési áramok részére. A mélyföldelő nem tesz eleget ennek a követelménynek; ebből a szempontból csak a felületi földelőhálózat jöhet számításba. Ezt a hálózatot úgy valósítjuk meg, hogy az antenna talppontjából kiindulva sugarasan lehetőleg minél több és minél hosszabb fémhuzalt fektetünk be földbe. A talaj felszínén is elhelyezhetjük ezeket a radiális huzalokat, általában azonban 20...50 cm mélyen a felszín alatt helyezzük el őket. A radiális fektetés megfelel a földben visszafolyó áramok irányának, és az antenna talppontjának környezetében (ahol legnagyobb az áramsűrűség) egyúttal a legnagyobb huzalsűrűséget eredményezi.

A középhullámú műsoradók majdnem mindenhol függőleges antennával sugározzák ki a műsort, és földelőhálózatuk a kör mentén egyenletes eloszlásban legalább 120 radiális földelőhuzalt tartalmaz. A mérések szerint csak 60 földelőhuzal esetén 7%-kal nagyobbak a veszteségek, és ha csak 30 huzalból áll a hálózat, ez a növekedés meghaladja a 15%-ot is. Rövidhullámon azonban kevesebb huzal is elegendő, és rövidebbek is lehetnek a huzalok, de továbbra is érvényes a szabály, hogy annál kisebbek a földveszteségek, minél nagyobb a radiális huzalok száma és hossza. A radiális huzalokból elkészített sűrű és nagy felületű hálózat mint nagyfrekvenciás földelőberendezés egyúttal a villámcsapás ellen is jó védelmet nyújt, mert rendszerint nagyon kicsi az átmeneti ellenállása.

A rövidhullámú függőleges sugárzóhoz legalább hat földelőhuzalból kell elkészíteni a földelőhálózatot. Az antenna talppontjából kiindulva úgy kell nagyjából ásóvágásnyi mélységben a földbe helyezni ezeket a huzalokat, hogy radiálisan haladva a kerület mentén egyenletes legyen az eloszlásuk. A huzalok hossza a legnagyobb üzemi hullámhossz felével legyen egyenlő. A hosszabb huzalok jobbak, de szükség esetén rövidebb huzalokkal is beérhetjük. Ezeket a huzalokat középen fémesen összekötjük, és ajánlatos e helyen egy csőföldelőt is beverni a földbe. Ezt a földelőt egyúttal arra is felhasználhatjuk, hogy rögzítjük vele a földelőhálózat radiális huzalainak a végét. Minthogy a talppontban a legnagyobb az áramerősség, az antenna végét egy lehetőleg minél nagyobb felületű fémlapra helyezzük.

Ajánlatos ezenkívül az egyes huzalok szabad végét csőföldelővel is ellátni. Horganyozott vashuzalból vagy rézhuzalból készítsük el a hálózatot;

a könnyűfém huzalok használhatatlanok, mert szétmennek a földben. A legjobb anyag — amely egyúttal a villámvédelem követelményeinek is megfelel — a 30 × 3,5 mm méretű horganyozott szalagacél vagy a 10 mm átmérőjű horganyozott köracél. A radiális földelőhálózat nem merev előírás, de különösen kedvező alak. A helyi adottságoktól függően sok esetben más eljárást kell követni. A lényeg mindig az, hogy a földelőhuzalok lehetőleg minél nagyobb felületre terjedjenek ki, és a talppont körül sűrűsödjenek.

A függőleges antenna teljesítőképessége nagymértékben függ a földelőhálózat jóságától, és minden túlzás nélkül állíthatjuk, hogy a jó nagyfrekvenciás földelés a siker kulcsa.

19.2. A negyedhullámú függőleges sugárzók jellemző adatai

A negyedhullámú sugárzó csak feleolyan hosszú (magas), mint a félhullámú dipólus, ezért H_{eff} hatásos magassága is feleakkora, vagyis

$$H_{eff} = \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{\lambda}{6{,}28}. \qquad (19.3)$$

Ha viszont a hullámhossz helyett kifejezett f frekvenciával akarunk számolni, az előbbi képletből

$$H_{eff} = \frac{47{,}75}{f}. \qquad (19.4)$$

A hatásos magasság (hatásos hossz) fogalmával kapcsolatos általános tudnivalókat a 3.1.6. pont tartalmazza.

Az effektív magasságra akkor van szükségünk, amikor a Rüdenberg-képletből ki akarjuk számítani az R_s sugárzási ellenállás nagyságát. Ez a képlet a következő:

$$R_s = 1579\left(\frac{H_{eff}}{\lambda}\right)^2. \qquad (19.5)$$

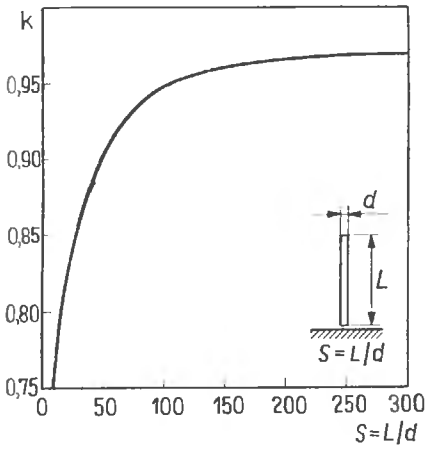
Ebből az összefüggésből a negyedhullámú antennára $R_s = 40\ \Omega$ sugárzási ellenállást kapunk. Ha a rezonáns negyedhullámú sugárzót közvetlenül a föld felületén állítjuk fel, E. Siegel újabb elmélete szerint R_s pontos értéke 36,6 Ω.

A föld fölött elhelyezett rezonáns negyedhullámú sugárzó R_{bem} bemeneti ellenállása (talpponti ellenállása) az R_s sugárzási ellenállás és az R_v veszteségi ellenállás összegével egyenlő:

$$R_{bem} = R_s + R_v. \qquad (19.6)$$

Az R_v ellenállás minden veszteségi ellenállást magába foglal, közöttük többnyire a földveszteségek a legnagyobbak.

A negyedhullámú rúd k rövidülési tényezője L hosszának és d átmérőjének az L/d arányától függ. L és d azonos dimenziójú (például centiméterben fejezhető ki mindkettő), és hányadosuk az S karcsúság. A k rövidülési tényező a 19.6. ábra szerint függ az S karcsúságtól.



19.6. ábra. A negyedhullámú rúdantenna rövidülési tényezője az S $(=L/d)$ karcsúság függvényében

Az S karcsúság a

$$Z_A = 60 \ln 1{,}15S \qquad (19.7)$$

összefüggés szerint a rúdantenna Z_A hullámellenállását is meghatározza. Ezzel a képlettel Z_A értékét ohmban kapjuk meg.

Mint a fenti összefüggésből következik, az antenna Z_A hullámellenállása annál kisebb, minél kisebb az S karcsúság. Azt is tudjuk azonban, hogy a „vastag" sugárzók szélesebb sávúak, mint a „vékony" huzalantennák. Jó példa erre a jól ismert széles sávú dipólus (lásd a 4.3. alfejezetben). Az S karcsúság és a B sávszélesség közötti összefüggést matematikai alakban is könnyen felírhatjuk, ha a sugárzó Q jósági tényezőjéből indulunk ki. Ez utóbbi dimenzió nélküli szám, és úgy kapjuk meg, hogy az antenna Z hullámellenállását elosztjuk R_{bem} bemeneti ellenállásával, vagyis

$$Q = \frac{Z_A}{R_{bem}}. \qquad (19.8)$$

Minthogy a hertzben kifejezhető B sávszélességet a

$$B = \frac{f_{rez}}{Q} \qquad (19.9)$$

kifejezéssel definiáljuk, behelyettesítéssel a

$$B = f_{rez} \frac{R_{ben}}{Z_A} \qquad (19.10)$$

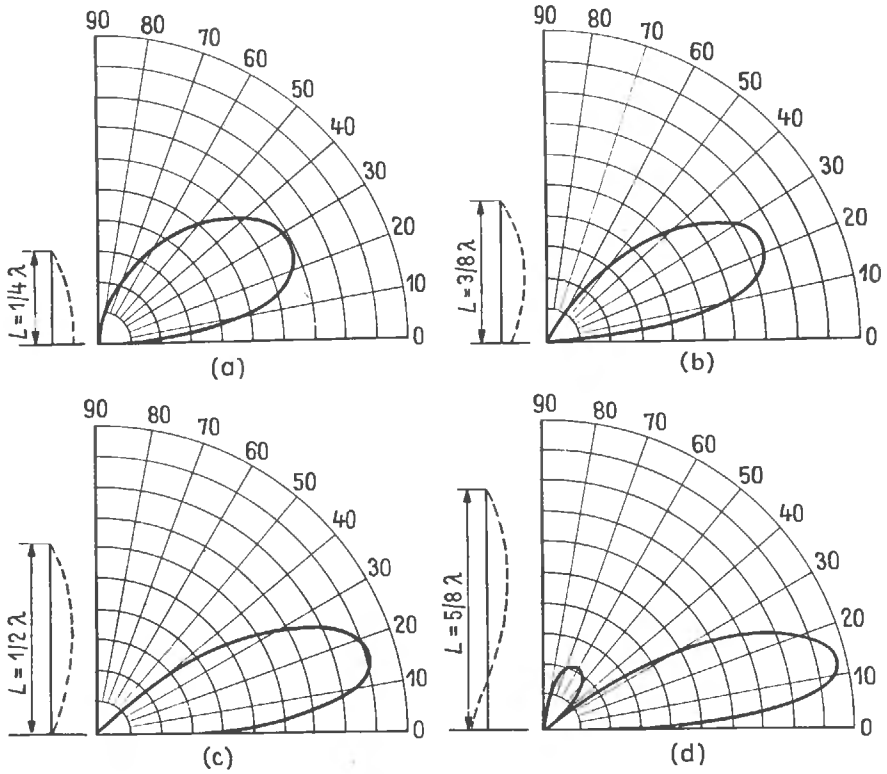
összefüggést kapjuk.

E képlet alapján általában kimondhatjuk, hogy az antenna sávszélessége annál nagyobb, minél nagyobb az R_{ben} bemeneti ellenállása és minél kisebb a Z_A hullámellenállása. Minthogy Z_A az S karcsúság függvénye, a (19.7) képletből következik, hogy az S karcsúság csökkentése közben a B sávszélesség növekszik.

19.3. A függőleges antennák sugárzási tulajdonságai

A függőleges sugárzók függőleges iránydiagramján nagyon kicsi a függőleges síkban mért emelkedési szög. Valójában ennek az is előfeltétele, hogy jól vezető föld fölött legyen az antenna, vagy megjavítsuk a talaj vezetését valamilyen jó földelőhálózattal. A vízszintes síkban kör alakú a sugárzási diagram, amiből az következik, hogy az egyszerű függőleges rúd körsugárzó.

A 19.7. ábrán példaként közvetlenül a jól vezető talajon elhelyezett, különböző hosszúságú függőleges sugárzók függőleges iránydiagramját mutatjuk be. A negyedhullámú sugárzók függőleges nyílásszöge 10...55°, emelkedési szöge pedig kereken 30° [19.7.(a) ábra]. A $3\lambda/8$ hosszúságú rúdra a 19.7.(b) ábra szerint már kisebb, 8...40°-os nyílásszöget és kereken 23° emelkedési szöget kapunk. Még kedvezőbb a földre állított függőleges félhullámú dipólus [19.7.(c) ábra], mert hasznos nyílásszöge 5...35°, függőleges emelkedési szöge pedig közel 17°. A leghasználhatóbb sugárzási tulajdonságai a kedvelt 5/8-hullámú sugárzónak vannak: nyílásszöge 3...27°, emelkedési szöge pedig csak 12° [19.7.(d) ábra]. Ha a hullámhossz öt nyolcadánál nagyobbra vesszük a sugárzó hosszát, megint leromlanak a sugárzási tulajdonságok. Ha összehasonlítjuk a vízszintes félhullámú dipólusok függőleges sugárzási diagramját (3.12.



19.7. ábra. A jól vezető földfelületen elhelyezett, különböző hosszúságú függőleges rudak iránydiagramja a függőleges síkban

ábra) a függőleges sugárzók függőleges síkú diagramjával (19.7. ábra), az emelkedési szög szempontjából egyértelműen a függőleges sugárzót tekintjük előnyösebbnek.

Ugyanerre a megállapításra jutunk akkor is, ha a vízszintes Yagi-antennákkal hasonlítjuk össze a függőleges sugárzót, feltéve hogy a kis emelkedési szöget tekintjük a kedvező ionoszferikus távolsági terjedés legfontosabb előfeltételének.

Annak eldöntéséhez, hogy függőleges vagy vízszintes sugárzót használjunk-e egy bizonyos célra, a helyi adottságokat és lehetőségeket is figyelembe kell vennünk. A függőleges sugárzóval csak akkor érhetjük el célunkat, ha teljesen szabad és lehetőleg sík területen állíthatjuk fel. Ez azt jelenti, hogy a város belsejében nem érdemes például egy üres telken felszerelni. A sűrűn beépített területeken a lehető legmagasabb települési helyet kell kijelölni a függőleges sugárzó részére, hogy kiemelkedjék a környező akadályokból. Ezenkívül magát a földfelszínt is „fel kell emelni" a talppont magasságába, vagyis ellensúlyok (groundplane) alakjában minél terjedelmesebb mesterséges földelőhálózatot létesítünk, és a felállítási pont közelében esetleg fellelhető fémfelületeket és egyéb vezetőképes fémszerkezeteket mind bevesszük ebbe a hálózatba. Ilyen fémszerkezetek a háztetők (bádogtetők), az ereszcsatornák és a levezető csövek, a vízvezeték és a központi fűtés csövei, továbbá a villámhárítók. A lapostetők előnyösebbek az oromtetőknél.

Az az állítás, hogy a függőleges antenna vételre nem lehet alkalmas, bizonyára azon a tényen alapul, hogy mint körsugárzó a függőleges antenna nemcsak a hasznos jeleket veszi egyformán jól minden irányból, hanem a zavaró jeleket is, amelyeket a közelben működő elektromos gépek és készülékek idézhetnek elő.

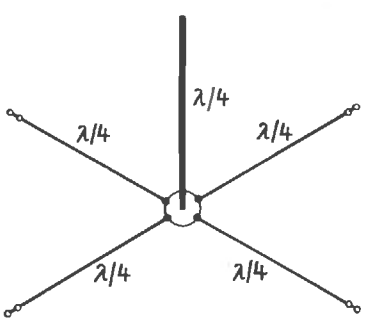
A függőleges antennák alkalmazása ellen szól látszólag egy további érv is, mégpedig a polarizáció alapján. Mint tudjuk, az amatőrantennák többnyire vízszintes polarizációval sugároznak. Kétségtelen, hogy a függőleges polarizációval kisugárzott jeleket a vízszintesen polarizált antennák 3 dB-lel gyengébben veszik, mint a függőleges polarizációjú vevőantennák. Ez a polarizációváltozással kapcsolatos veszteség azonban csak a közvetlen hullámterjedés esetében következik be, például amikor a talajhullámot vesszük, vagy általában amikor a méteres vagy a deciméteres hullámok tartományában dolgozunk. A rövidhullámok tartományában szinte kizárólag csak visszavert hullámokról van szó, vagyis olyanokról, amelyek az ionoszféráról visszaverődve jutnak el a vételi pontba, márpedig ezek a visszavert hullámok rendszerint megváltoztatják polaritásukat, úgyhogy végeredményben már nem lehet felismerni az egyik vagy a másik polarizáció fölényét.

19.4. A körsugárzó függőleges antennák szerkezeti változatai

A klasszikus Marconi-antennát ma már az amatőrök csak elvétve alkalmazzák, mert az említett okokból többnyire előnyösebb ennél magasabbra emelni a függőleges antennát, és a talppontban ellensúlyok hálózatával helyettesíteni a természetes földet. Ezeket az ellensúlyokat általában radiáloknak nevezzük, mert a talppontból kiindulva radiális irányokban helyezkednek el. Az ellensúlyok teljes hálózata angol kifejezéssel groundplane (földelősík), és az amatőr-zsargonban az ellensúlyhálózattal ellátott függőleges sugárzót ennek alapján groundplane-antennának nevezzük.

19.4.1. A groundplane antenna

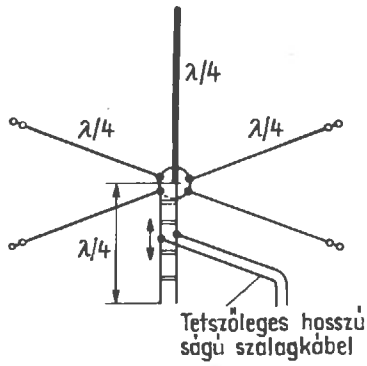
A groundplane-antenna vázlatos rajza a 19.8. ábrán látható. A radiálok lehetőleg nagy számban elhelyezett negyedhullámú huzalok, és a függőleges negyedhullámú sugárzó talppontjában



19.8. ábra. Groundplane antenna vízszintes radiálokkal

vízszintes helyzetben feszítjük ki őket. A talppont közelében összekötjük egymással a radiálokat, a függőleges rudat viszont elszigeteljük tőlük. Legalább négy radiálra van szükség, és szigetelten kell őket felfüggeszteni, mert mint negyedhullámú rezonáns vezetékdarabok feszültségmaximumot létesítenek a végükön.

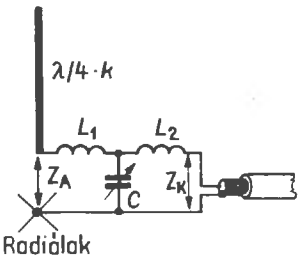
A groundplane bemeneti ellenállása alig 36 Ω, úgyhogy illesztési hibát kapunk, ha koaxiális kábel útján közvetlenül akarjuk táplálni. Az illesztéssel kapcsolatban egy gyakori megoldás szerint a radiálokat nem vízszintes helyzetben kell kifeszíteni, hanem úgy, hogy ferdén lefelé mutassanak, és körülbelül 135°-os szöget zárjanak be a sugárzóval. Így körülbelül 50 Ω talpponti ellenállást kapunk. Ezzel azonban sajnos bizonyos mértékben elvész a mesterséges földelőhálózat sajátságos előnye, hogy laposssá teszi a kisugárzást. Hogy a szokásos 60 Ω-os koaxiális kábelekkel jó illesztést kaphassunk, függőlegesen kellene lelógatni a radiálokat. A groundplane ezáltal függőleges helyzetű félhullámú dipólussá alakul át, és a groundplane kétszeres magasságába kerül.



19.9. ábra. Groundplane antenna nyitott negyedhullámú illesztővezetékkel

A szalagvezetéket vagy a koaxiális kábelt a 6.6. alfejezet szerinti negyedhullámú illesztővezeték beiktatásával lehet pontosan hozzáilleszteni a groundplane talpponti ellenállásához. Ezt az illesztővezetéket a 19.9. ábra szerint kell kialakítani ahhoz, hogy az ultrarövid hullámú szalagvezetékhez csatlakoztathassuk (számítását a 6.6. alfejezetben találjuk meg). Az ismert okok miatt a koaxiális tápkábelt kell előnyben részesítenünk, már csak azért is, mert a groundplane is aszimmetrikus rendszer. A koaxiális illesztővezeték előállítása azonban mechanikai nehézségeket okoz, ha nincs megfelelő T-tagunk a koaxiális kábel részére. Aki nem bízik abban, hogy elektromosan kifogástalan és a nedvesség behatolása ellen biztosan megvédett megcsapolásokat tud készíteni a koaxiális kábelen, koncentrált áramköri elemekkel próbálja meg elérni az illesztést.

Nagyon ajánlhatjuk a drezdai W. Seefried által kidolgozott transzformátorkapcsolást (19.10. ábra). Itt egy olyan T-tagról van szó, amely az elektromos tulajdonságok megváltoztatása nélkül helyettesítheti a negyedhullámú transzformátort. Az L_1, L_2 induktivitások egyenlők egymással. Térbelileg úgy kell elhelyezni ezeket a tekercseket, hogy ne lehessen csatolás közöttük. Ajánlatos vastag huzalból, tekercstest nélkül elkészíteni azokat, hogy a szabadon álló menetek széthúzásával vagy összenyomásával bizonyos határok között meg lehessen változtatni az induktivitásukat. A C kondenzátor helyén levegődielektrikumú forgókondenzátort célszerű használni, hogy lehetőleg minél kisebb veszteségeket okozhasson az illesztő áramkör.



19.10. ábra. A groundplane illesztése transzformáló taggal *Seefried* szerint

A számítás egyszerű. A követelmény az, hogy a Z_K kábelimpedanciát visszaverődésmentesen illesszük az antenna Z_A talpponti ellenállásához. A transzformáló tag T_{tr} impedanciája az ismert (5.31) képlet szerint:

$$Z_{tr} = \sqrt{Z_K Z_A}.$$

Érvényesek továbbá a következő összefüggések is:

$$Z_{tr} = \omega L_1 = \omega L_2$$

és

$$Z_{tr} = \frac{10^6}{\omega C};$$

$$\omega = 2\pi f = 6{,}28 f;$$

f MHz-ben, C pF-ban, L μH-ben és Z Ω-ban értendő.

Példa. Az antenna talpponti ellenállását 32 Ω-nak vesszük. A tápláláshoz 60 Ω hullámellenállású koaxiális kábelünk van:

$$Z_{tr} = \sqrt{32 \cdot 60} = 43{,}8\,\Omega;$$

$\omega L_1 = \omega L_2 = 43{,}8.$

f=14,15 MHz üzemi frekvenciával számolva:

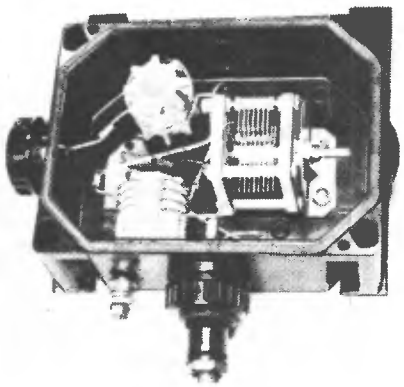
$$L_{1,2}=\frac{43{,}8}{6{,}28\cdot 14{,}15}=0{,}493\ \mu\text{H}.$$

A C kondenzátor:

$$C=\frac{10^6}{43{,}8\cdot 6{,}28\cdot 14{,}15}=257\ \text{pF}$$

(lásd a 6.19. és a 6.20. ábrát is).

A gyakorlatban 300 pF-os forgókondenzátort választunk, hogy kiegyenlíthessük majd azokat a tényezőket is, amelyeket a számításban nem vehetünk figyelembe.



19.11. ábra. Sajtolt műanyag házban elhelyezett transzformáló tag

A tekercseket és a kondenzátort olyan házban kell elhelyeznünk, amely védelmet nyújt az időjárási viszontagságok ellen. Jól beválik erre a célra egy műanyagból sajtolt nagy, négyszögletes alakú nedvességálló doboz (19.11. ábra). A pontos behangolást egy reflektométer alapján lehet a legbiztonságosabban elvégezni. Ha nincs ilyen műszerünk, egy távolabb elhelyezett térerősségmérő kitérései alapján a legnagyobb kisugárzásra állítjuk be a viszonyokat.

Ha az illesztéshez frekvenciafüggő tagokat használunk fel, tudnunk kell, hogy ezzel csökkentjük az antenna sávszélességét. Ezért mindig jól fontoljuk meg, hogy a pontos illesztés érdekében beérjük-e valamivel kisebb sávszélességgel (például kizárólag távíróüzemre szorítkozunk-e), vagy inkább kereken 1 : 2 illesztési hibával közvetlenül kötjük be a tápkábelt, hogy nagyobb sávszélességet érhessünk el. Az amatőr-gyakorlatban egy 50 Ω-os koaxiális tápkábellel többnyire közvetlenül tápláljuk a groundplane-antennát. Ebben az esetben körülbelül 1,5 állóhullámarányra kell számítanunk.

A groundplane közvetlen illesztésének egyik roppant egyszerű, bár kissé költséges módszere, hogy a tápvezetéket két párhuzamosan kapcsolt, 75 Ω hullámellenállású (pl. 75—4—4 típusú) koaxiális kábelből állítjuk össze. E párhuzamos kapcsolás eredő hullámellenállása kereken 38 Ω, vagyis jól megközelíti a groundplane talpponti ellenállását. A közvetlen táplálásnak ezt a módját azonban a költségek miatt csak az esetben érdemes alkalmazni, amikor elég közel van az antenna táppontja az adóhoz.

Hogy a negyedhullámú koaxiális transzformátort könnyen beszerezhető kábelfajtákból állíthassuk össze, a negyedhullámú kábelszakaszt 50 Ω-os koaxiális kábelből, a tápvezetéket pedig 75 Ω-os koaxiális kábelből készítjük el (lásd a 6.5. alfejezetet). A (6.6) képlet értelmében akkor lesz jó az illesztés, ha a groundplane talpponti ellenállása 33,3 Ω. Az 50 Ω-os transzformátor ezenkívül a 70 Ω hullámellenállású tápkábelt 35,7 Ω, a 60 Ω-os tápkábelt pedig 41,7 Ω talpponti ellenállású antennához tudná illeszteni. A felsorolt esetek mindegyikében — ha rezonanciában van az antenna — elég pontos illesztésre számíthatunk.

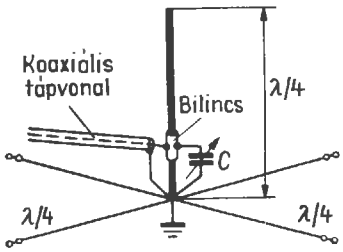
19.4.1.1. A földelt groundplane

Az antenna és az antennatartó előírásos földelése olyan kérdés, amelyre általában nem nagy figyelmet szokott fordítani az antennaépítő amatőr. Erre a részben nehéz problémára műszakilag kifogástalan formában és a groundplane-antennával kapcsolatban DM 2 AXO ajánlott egy megfelelő megoldást.

A negyedhullámú sugárzó talppontjában feszültségminimumot kapunk (19.1. ábra). Ezért a talppontban közvetlenül leföldelhetjük a sugárzót. A feszültség csomópontjának földelése alig befolyásolja a dipólus sugárzási tulajdonságait. Ezt bizonyítják a teljesen fémes szerkezetű, ultrarövid hullámú rádió- és tv-antennák, amelyek szintén a feszültségminimum helyén vannak fémesen összekötve a leföldelt antennatartóval.

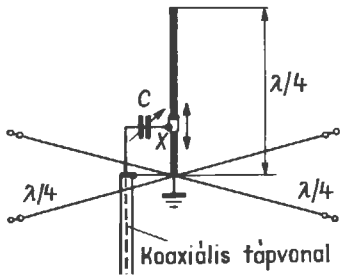
Hogy a talppontjában leföldelt groundplane antennát hozzáilleszthessük egy koaxiális tápkábelhez, megkeressük a negyedhullámú rúdon — akárcsak a 6.4. ábra szerinti gamma-illesztés esetében — azt a pontot, amelynek impedanciája meg-

egyezik a tápkábel hullámellenállásával. A 19.12. ábra szerint a koaxiális kábel belső vezetőjét egy bilincs révén a függőleges rész meghatározott pontjához csatlakoztatjuk. A kábelköpenyt az antenna talppontján földeljük.



19.12. A földelt groundplane antenna

A kábel belső vezetőjének bekötéséhez számítással aligha tudjuk pontosan meghatározni a csatlakozási pont helyét, mert ez a hely nagymértékben függ az antenna környezetétől. Ezért tág határok között eltolhatóan kell ráhelyeznünk a megcsapoló bilincset az antennára, és próbálkozással állítjuk be (reflektométer alapján) úgy, hogy a tápvezeték mentén a lehető legkisebb legyen az állóhullámarány. Ezután a *C* forgókondenzátorral végezzük el a finombeállítást. A függőleges sugárzón, a radiálokon és a koaxiális kábeleken tartós a földelés, úgyhogy a villámcsapás esetén az antenna a lehető legnagyobb biztonságot nyújtja, és nem kell tartanunk a kellemetlen sztatikus eltöltődésektől sem az antennán.

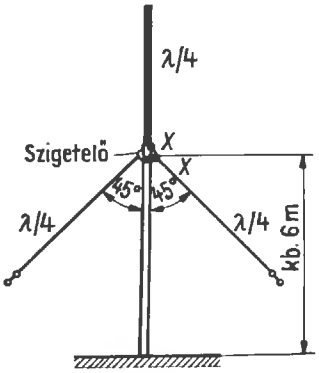


19.13. ábra. A földelt groundplane antenna módosított változata

A földelt groundplane egyik változatát a 19.13. ábrán láthatjuk. A forgókondenzátor itt sorba van kapcsolva a kábel belső vezetőjével, és kapacitásával kiegyenlíthetjük a gamma-illesztéssel behozott induktív összetevőt. A műsorvevő rádiókészülékekben szokásos 300...500 pF végkapacitású forgókondenzátorok mindkét esetben megfelelnek. Ezt a forgókondenzátort egy időjárásálló házban helyezzük el, és a házat hozzáerősítjük a bilincshez.

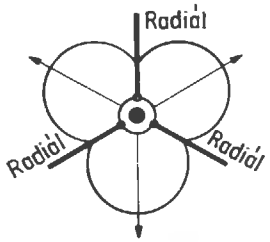
19.4.1.2. A triple leg antenna

HB 9 OP kísérletei szerint a vízszintes síkban bizonyos irányhatást is elérhet a groundplane, ha legfeljebb három radiált tartalmaz. A triple leg antennának három, egymáshoz képest 120°-kal eltolt és 45°-os szögben lefelé mutató radiálja van



19.14. ábra. A triple leg antenna

(19.14. ábra). Ennek az antennának a sugárzása a vízszintes síkban előnyben részesíti a radiálok szögfelezőjének az irányát, a függőleges síkban pedig 6...7° az emelkedési szöge. A vízszintes sugárzási diagram nagyjából lóhere alakú (19.15. ábra). A nagyon kedvező 7°-os függőleges emelkedési szöget csak akkor kapjuk meg, ha a sugárzó talppontja optimális magasságban van a talaj fölött. Ez a legkedvezőbb szerelési magasság HB 9 OP szerint 6 m, de a felállítási hely talajviszonyai is befolyásolják, úgy hogy a közölt magassági adatot csak irányértéknek kell tekintenünk.



19.15. ábra. A triple leg antenna sugárzási diagramja a vízszintes síkban

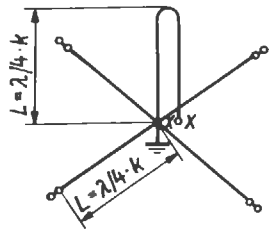
A megadott 45°-os hajlásszögű radiálok száma is befolyásolja a sugárzó talpponti ellenállást. A triple leg antenna talpponti ellenállásának mért értéke 50...53 Ω, tehát ezt a sugárzót a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelek felhasználásával közvetlenül lehet táplálni. Ha

egyenletes eloszlásban négy radiált helyeznénk el, körülbelül 44 Ω-ra csökkenne a talpponti ellenállás.

A HB 9 OP által kidolgozott triple leg különböző felállítási helyeken nagyon jól bevált.

19.4.1.3. A többvezetős groundplane

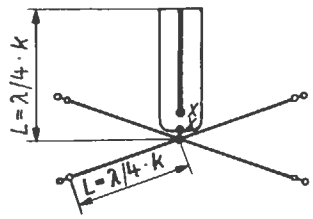
A groundplane talpponti ellenállásának és sávszélességének megnövelésére többek között a hurkolt dipólusok módjára megépített többvezetős rendszerek adnak lehetőséget. A legegyszerűbb többvezetős groundplane a 19.16. ábra szerinti



19.16. ábra. A kétvezetős groundplane

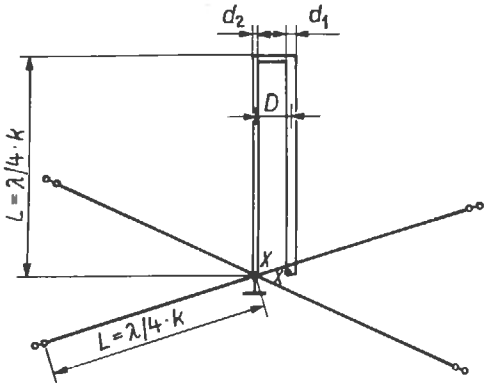
hajlított dipólus. Ha az antenna két szárának egyenlő az átmérője, az *XX* talppontban 120 Ω talpponti ellenállásra számíthatunk. A fél hurok másik szárának a vége, vagyis a talpponttal szemben levő pont a radiálok centrális bekötési pontja, és ezt a pontot le is földelhetjük.

Az ilyen kétvezetős groundplane valamilyen 120 Ω hullámellenállású (pl. 120 D 10—1 típusú) árnyékolt kéthuzalos vezetékkel közvetlenül is jól táplálható volna. Az ellenállástranszformálás szempontjából ez a fél hajlított dipólus pontosan úgy viselkedik, mint a $\lambda/2$ hosszúságú szokásos hajlított dipólus (lásd a 4.1. alfejezetet). Ez azt jelenti, hogy az egyvezetős groundplane kereken



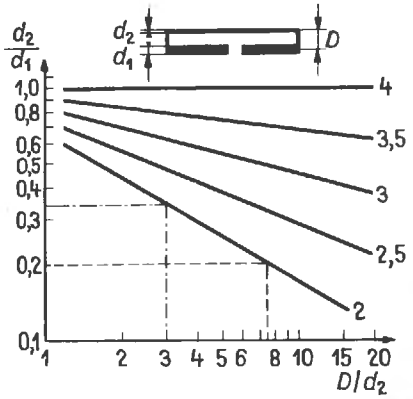
19.17. ábra. A háromvezetős groundplane

30 Ω talpponti ellenállását a kétvezetős groundplane 1 : 4 arányban 120 Ω-ra transzformálja. Ezért a 19.17. ábra szerinti háromvezetős groundplane esetében az *XX* bemeneti pontokban kereken 270 Ω impedanciára számíthatunk, hiszen ez az antenna 1 : 9 transzformátoráttételű kettős hajlított dipólusnak felel meg. Ennek az az előfeltétele, hogy a szárak mind azonos átmérőjűek legyenek, és egyenlő távolságra legyenek a középső vezetőtől. Az antenna működése szempontjából teljesen közömbös, hogy a három vezető közül melyiket választjuk le a tápláláshoz.



19.18. ábra. A kétvezetős groundplane különböző átmérőjű szárakkal

Bizonyára kevésbé ismeretes, hogy a hajlított dipólussal 1 : 4 aránynál kisebb ellenállás-áttételek is megvalósíthatók. Ez az eset akkor következik be, amikor a megszakítatlan vezetőág d_2 átmérője kisebb a tápláláshoz kettévágott vezető d_1 átmérőjénél. Ez a megállapítás a kétvezetős groundplane esetére is érvényes (19.18. ábra). Az utóbbival 60 és 120 Ω között tetszés szerinti értékre lehet



19.19. ábra. A különböző átmérőjű hajlított dipólusok tápponti ellenállásának aránya az egyenes dipólusra vonatkoztatva és a d_2/d_1 és D/d_2 átmérőarányok függvényében (a berajzolt példákat lásd a 19.4.1.3. alpontban)

transzformálni a groundplane talpponti ellenállását, úgy hogy lehetővé válik a koaxiális tápkábelek pontos illesztése. Az *XX* táppontban elérhető áttételi arány a d_2/d_1 átmérőaránytól és a D/d_2 távolság—átmérő aránytól függ.

A 4.4. ábra kiegészítéseként a 19.19. ábráról azt is leolvashatjuk, hogyan függ az ellenállástranszformálás ettől a két átmérőaránytól ($d_2 < d_1$). A nomogram egyaránt érvényes a félhullámú hajlított dipólusra és a 19.18. ábra szerinti kétvezetős groundplane-antennára.

Példa. Megszerkesztendő egy 60 Ω talpponti impedanciájú kétvezetős groundplane. A szokásos egyvezetős groundplane bemeneti ellenállását kereken 30 Ω-nak vesszük. Eszerint a kétvezetős változatnak 1:2 arányban kell feltranszformálnia a talpponti ellenállást. Mint a 19.19. ábrán látjuk, $D/d_2=7{,}5$ és $d_2/d_1=0{,}2$ aránnyal kapjuk meg a kívánt áttételt. $D/d_2=3$ értékkel a d_2/d_1 aránynak 0,34-nak kellene lennie. Ezt a két lehetőséget a 19.19. ábrán szaggatott vonallal rajzoltuk be, de további lehetőségeket is tetszés szerint felírhatunk, csak a mechanikai kivitelezhetőség szab határt felhasználásuknak. Ha például a vastag vezetőt $d_1=10$ mm átmérőjű fémcsőből készítjük el, a vékony vezető d_2 átmérőjének 2 mm-nek ($d_2/d_1=0{,}2$) és a D távolságnak 15 mm-nek kellene lennie ($D/d_2=7{,}5$). Ezekkel az adatokkal a két vezető között 9 mm távolságot kapunk, tehát mechanikailag megvalósíthatók a viszonyok. Egyébként ugyanilyen körülmények között, de $D/d_2=3$ aránnyal már csak 3,5 mm távolság marad, ami mechanikailag és elektromosan is sokkal kedvezőtlenebb, és nem is igen valósítható meg kifogástalanul a gyakorlatban.

19.4.1.4. Tanácsok az egyszerű groundplane-antennák méretezéséhez

Az egyszerű groundplane-antennák sugárzójának mechanikai hosszát és a negyedhullámú radiálok rezonanciahosszát a 19.1. táblázatban találjuk meg. E számadatokban figyelembe vettük a különböző átmérőjű antennaelemek karcsúságával kapcsolatos rövidülési tényezőt. Az amatőrsáv szélessége szerint közöljük a különböző frekvenciáknak megfelelő rezonanciahosszakat, hogy az Olvasó szabadon eldönthesse: a távírótartományra vagy hozzávetőlegesen a sávközépre akarja-e elvégezni a méretezést. A környezeti viszonyok is befolyásolhatják a rezonanciahosszak adatait!

A radiáloknak is pontosan ki kell elégíteniök a rezonanciafeltételt. Ebben a vonatkozásban a radiálokra is éppen olyan nagy figyelmet kell fordítanunk, mint a groundplane függőleges részére. A radiálok hossza minden esetben többé-kevésbé elméleti érték. Előfordulhat, hogy megegyezik a gyakorlatban szükséges hosszadattal, többnyire azonban korrekcióra szorul majd. A legtöbb esetben valamivel hosszabbnak bizonyul a megadott méret a szükséges értéknél. A radiálok sokszor a talaj közelében vagy földelt épületrészek közvetlen környezetében vannak, úgyhogy kisebb vagy nagyobb kapacitív hatások érvényesülnek rajtuk, aminek következtében eltolódik a kisebb frekvenciák irányában a rezonancia. Ezért a legtöbb esetben megfelelően rövidíteni kell a radiálokat.

DL 6 DO kimerítő adatokat tett közzé a groundplane hosszméretei utólagos helyesbítésének módszeréről. Ami a műszerezést illeti, egy antennaszkóp és egy grid dip meter szükséges a korrekciók elvégzéséhez.

A hangolási folyamat

Minden radiált leválasztunk a középső rögzítési pontról (bázisról); két, egymással szemben levő negyedhullámú radiált az antennascope közbeiktatásával félhullámú dipólusban fogunk össze. Minthogy a félhullámú dipólusok talpponti ellenállása nagyjából 73 Ω, az antennascope potencio-

19.1. táblázat. Méretezési adatok a normális groundplane antennákhoz

Az antennaelem átmérője	10 m-es sáv		15 m-es sáv		20 m-es sáv		40 m-es sáv
	28,3	28,8	21,1	21,2	14,05	14,15	7,075
mm	MHz		MHz		MHz		MHz
2	259	254	347	346	522	518	1037
6	258	253	346	345	521	517	1036
10	258	253	345,5	344	520	516	1035
20	257	252	345	343	519	515	1032
40	255	250	344	342	517	513	1030

Hosszméretek cm-ben értendők

méterét is 73 Ω-ra kell beállítanunk. Ha az antennascope-ot grid dip mérővel tápláljuk, többnyire megállapítjuk, hogy a rezonanciafrekvencia többé-kevésbé kívül esik az előírt frekvenciatartományon. Ilyenkor megfelelően korrigálnunk kell az éppen vizsgált két radiál hosszát. Ennek megtörténte után ugyanígy megvizsgáljuk és korrigáljuk a következő két radiált, de az előzőleg már beállított negyedhullámú szakaszokat nem kötjük vissza a bázisra. Amikor ily módon már mindegyik radiálpár behangolásával végeztünk, csak akkor állítjuk újra helyre a középső bekötéseket, és ezzel befejeztük a radiálok durvabeállítását.

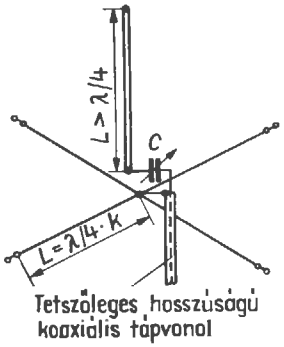
A most következő finombeállításhoz mindig egy-egy radiált leválasztunk a bázisról, és az antennaszkóp közbeiktatásával kötjük vissza újra. A többi radiál közvetlen bekötését nem szakítjuk meg. A grid dip meterrel újra meghatározzuk a rezonanciát, és addig hosszabbítjuk vagy rövidítjük a negyedhullámú huzaldarabot, amíg meg nem kapjuk az üzemi frekvenciát. Ezt a finombeállítást sorra elvégezzük mindegyik radiálon, és a már beállított elemeket mindig visszakötjük a bázisra. Minden egyes mérés során tehát csak az a radiál nincs közvetlenül összekötve a bázissal, amelyet éppen mérünk. Az antennaszkópon most már nem a 73 Ω-os helyzetben, hanem 30 és 60 Ω között kapjuk meg a pontos minimumot. A beállítások kifogástalan elvégzése után az egész radiálrendszer rezonanciában van, és most már a függőleges negyedhullámú sugárzót is ráhangolhatjuk az üzemi hullámhosszra. Ekkor is jó szolgálatot tesz az antennaszkóp és grid dip mérő felhasználásával összeállított mérési elrendezés.

Az ismertetett beállítási eljárás kissé talán körülményesnek tűnik, de nagy biztonsággal megállapíthatjuk, hogy az ily módon behangolt groundplane örömöt fog szerezni megépítőjének.

19.4.1.5. A meghosszabbított groundplane

Ha a groundplane függőleges sugárzóját hosszabbra vesszük a negyedhullámnál, a talpponti ellenállás is megnő ezzel. Úgy képzelhetjük ezt el, hogy a sugárzó meghosszabbításával eltoltuk az antenna talppontját a feszültségminimumból, és áttoltuk egy olyan tartományba, amelyben fokozatosan növekszik a feszültség. A növekvő feszültség és csökkenő áram növekvő ellenállást jelent.

A sugárzó hosszának megfelelő növelésével elérhetjük azt az állapotot, amelyben a bekötött koaxiális tápkábel hullámellenállása pontosan meg fog egyezni a sugárzó talpponti ellenállásával. Ekkor azonban már nem az előírt üzemi frekvencián rezonál az antenna; túlságosan hosszú lett ugyanis, és már induktív reaktanciát is tartalmaz. Hogy a táppontban kompenzálhassuk ezt az összetevőt, bekötünk ide kapacitív reaktanciaként egy olyan kondenzátort, amelynek kapacitív ellenállása megegyezik a meghosszabbított sugárzó induktív reaktanciájával. Ezáltal a meddőösszetevők kölcsönösen kompenzálják egymást, és újra valóssá válik a talpponti ellenállás.



19.20. ábra. A meghosszabbított groundplane

Egy ilyen meghosszabbított groundplane vázlatos rajzát a 19.20. ábrán láthatjuk. A helyesbítések lehetővé tételére a kábel belső vezetőjével sorbakapcsolt *C* kapacitást forgókondenzátorral valósítjuk meg. Egyszerű alkatrészek is megfelelnek, mert nagyon kis feszültségekkel van dolgunk. Ugyanakkor azonban *ügyeljünk a forgórész csatlakozásán a jó érintkezésre, mert nagy áram folyik itt keresztül!*

Ajánlatos valamilyen műanyag házban (például szappantartó dobozban) elhelyezni a forgókondenzátort, és gondosan leragasztani a házat, hogy védelmet nyújthasson az időjárási hatások ellen. Ezt a hangolódobozt közvetlenül hozzácsavarozzuk a sugárzó alsó végéhez oly módon, hogy a rögzítő csavarok egyúttal fémes érintkezést is létrehozzanak a sugárzó vége és a forgókondenzátor között. A koaxiális kábelt bevezetjük a dobozba, és a belső vezetőjét hozzáforrasztjuk a doboz belsejében a forgókondenzátor szabad kivezetéséhez. A kábel külső vezetését a radiálok bázisával kötjük össze. Ily módon egyúttal vízmentesen lezártuk a kábelvéget. Ha a kábel egyszer már beszívott egy kis nedvességet, többé nem tudjuk rendesen kiszárítani, és el is dobhatjuk.

19.2. táblázat. Méretezési adatok a 19.20. ábra szerinti meghosszabbított groundplane antennákhoz

A sugárzó átmérője mm-ben	52	60	70	75	Radiálok (2 mm átmérő) cm	Forgókondenzátor max. pF
	hullámellenállású koaxiális kábelnek megfelelő sugárzó hossza cm-ben					
7050 kHz rezonanciafrekvencia **(40 m-es amatőrsáv)**						
2	1186	1240	1299	1311	1040	250
6	1185	1239	1298	1310	1040	250
10	1183	1236	1295	1307	1040	250
20	1177	1230	1288	1300	1040	250
40	1164	1217	1275	1286	1040	250
14 100 kHz rezonanciafrekvencia **(20 m-es amatőrsáv)**						
2	593	620	652	658	520	150
6	591	619	651	656	520	150
10	590	618	650	655	520	150
20	588	615	647	653	520	150
40	576	602	634	640	520	150
21 100 kHz rezonanciafrekvencia **(15 m-es amatőrsáv)**						
2	396	414	434	440	349	130
6	395	413	432	439	349	130
10	391	409	427	434	349	130
20	387	405	423	430	349	130
40	383	401	419	425	349	130
28 100 kHz rezonanciafrekvencia **(10 m-es amatőrsáv)**						
2	297	311	326	329	262	100
6	294	308	322	325	262	100
10	292	305	320	323	262	100
20	289	302	316	319	262	100
40	284	297	311	314	262	100

Beállítás után ki is cserélhetjük a forgókondenzátort egy nem változtatható kondenzátorra, de az utóbbi kapacitásának pontosan egyeznie kell a forgókondenzátoron beállított értékkel.

A radiálokat — mint minden „igazi" groundplane esetében — vízszintesen kell kifeszíteni. Nagyjából 2 mm átmérőjű tömör huzalokat vagy sodronyokat (litzét) szokás használni erre a célra. Rezonanciahosszukat normálisan méretezzük, a 2 mm-es huzalnak megfelelő értékeket a 19.2. táblázatból vehetjük.

A meghosszabbított groundplane igen könnyen ráhangolható a legnagyobb kisugárzásra. Ezt a behangolást úgy végezzük el, hogy becsatolunk a tápvezetékbe egy reflektométert, és kitérései alapján egyszerűen úgy állítjuk be a forgókondenzátort, hogy a vezeték mentén a lehető legkisebb legyen az állóhullámarány.

A hosszabbított groundplane-antenna sugárzójának hosszméretét a szükséges talpponti ellenállás függvényében a 19.2. táblázatban közöljük.

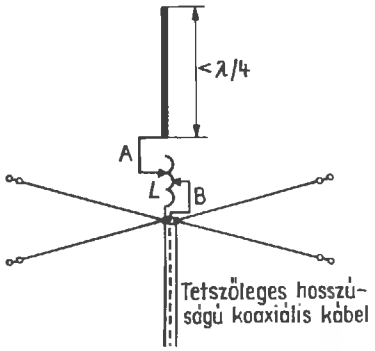
19.4.1.6. A rövidített groundplane

Sokszor nem lehet teljes hosszában kiépíteni a függőleges negyedhullámú sugárzót. Többnyire ez a helyzet például akkor, amikor a 40 vagy a 80 m-es sávban akarjuk használni az antennát, a mozgó állomások (például járművek) antennájára pedig szinte mindig ráillik ez a megállapítás. Ilyenkor kénytelenek vagyunk $\lambda/4$-nél rövidebbre venni a függőleges rudat.

Az ily módon rövidített antenna már nem az üzemi frekvencián rezonál, és talpponti ellenállása kapacitív összetevőt is tartalmaz. A bemeneti ellenállás meddőösszetevőjének kiküszöbölésére valamilyen induktivitással kompenzálnunk kell a kapacitív ellenállást: ezáltal valóssá válik a talpponti ellenállás, egyúttal újra teljesül a rezonanciafeltétel.

A beiktatandó induktív ellenállás általában egy tekercs, és hosszabbító tekercsnek is nevezzük. Ezzel azt akarjuk kifejezni, hogy a tekercs úgy viselkedik, mintha a sugárzó (elektromos) meghosz-

szabbítása volna. A rövidített groundplane és a hosszabbító tekercs kapcsolási rajzát a 19.21. ábrán láthatjuk. A hosszabbító tekercs nagyon lerontja az antenna tulajdonságait; ha nem így volna, mindenhol csak rendkívül kis méretű tekercs-



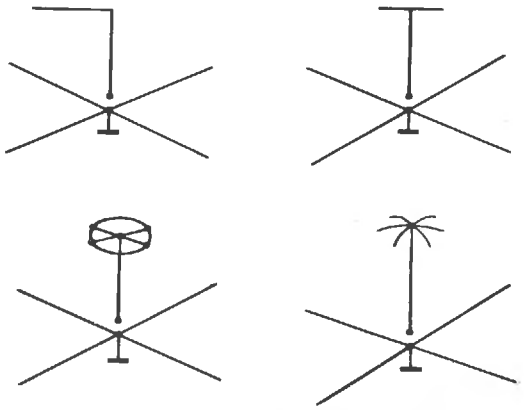
19.21. ábra. A rövidített groundplane

antennákat látnánk. Maga a tekercs egyáltalán nem vagy csak kismértékben sugároz, ugyanakkor viszont a sugárzó hosszának hiányzó részét pótolja, úgyhogy ennek arányában csökken az antenna hatásfoka. Hozzájön még ehhez a tekercsben a szkinhatással előidézett veszteség is, ezért az erősen rövidített antennák (például mozgóantennák) körében nem ritka az olyan, amelynek hatásfoka 10%-ot sem ér el. Hogy a veszteségek minél kisebb értéken maradjanak, olyan hosszabbító tekercsre van szükség, amelynek nagy a Q jósági tényezője. Az ilyen tekercs frekvenciafüggő, igen éles rezonanciát eredményező rezgőköri elem, ezért csökkenti az antenna sávszélességét. A rövidített antennák emiatt minden esetben többé-kevésbé keskeny sávú, csökkentett hatásfokú kompromisszumos megoldások.

A rövidített groundplane megépítése során legnehezebb feladat a jó minőségű hosszabbító tekercs előállítása. A tekercs két megcsapolásával kapcsolatos mechanikai nehézségek leküzdése, a további behangolás aránylag egyszerű. Az L tekercshez csatolt grid dip meter kitérései alapján meghatározzuk a sugárzó rezonanciafrekvenciáját, és az A megcsapolás helyének változtatásával a szükséges üzemi frekvenciára állítjuk a rezonanciát. Ezután a B megcsapoláshoz csatlakoztatjuk a tápkábel belső vezetőjét, és az üzemi adóval gerjesztjük a rendszert. Az állóhullámarány meghatározásához becsatolunk egy reflektométert a koaxiális kábelbe. A B megcsapolás helyének változtatásával megkeressük a hosszabbító tekercsen a tápkábel hullámellenállásának megfelelő impedanciaértéket. E pontban legkisebb a reflektométerről leolvasható állóhullámarány.

19.4.1.7. A kapacitív terhelésű groundplane

A függőleges sugárzó szerkezeti hosszát (magasságát) úgy is csökkenthetjük, hogy az úgynevezett tetőkapacitással terheljük az antenna végét. Ez a kapacitás különálló huzalokból tevődhet össze, vagy egy lapos fémszerkezet lehet. A tetőkapacitással ellátott függőleges sugárzókból egy kis választékot láthatunk a 19.22. ábrán.



19.22. ábra. A tetőkapacitásos függőleges sugárzók szokásos változatai

A feszültségmaximum helyén létesített kapacitív terhelés megnöveli az antenna földkapacitását. E végkapacitás hozzáadásával csökkentjük az antenna rezonanciafrekvenciáját, mint ahogyan a közönséges rezgőkörökben is a kapacitás megnövelése csökkenti a frekvenciát. Ez azt jelenti, hogy a túlságosan rövidre méretezett sugárzókat is rezonanciára birhatjuk egy tetőkapacitással. A kapacitív terhelésű antennát — ha bizonyos határok között marad a tetőkapacitás — semmiképpen sem nevezhetjük kompromisszumos megoldásnak. Sőt: a terheletlen függőleges antennákhoz képest az ilyen antennának eleve nagyobb a sugárzási ellenállása, tehát jobb a hatásfoka. A nagyobb tetőkapacitások mindenesetre egy kissé eltorzítják a sugárzási diagramot, ezenkívül többnyire nehézségeket okoz a túlságosan nagy végkapacitás mechanikai kialakítása. Elsősorban a 40 és a 80 m-es sávban használt függőlegss sugárzókon alkalmazunk tetőkapacitást. Egyébként azonban

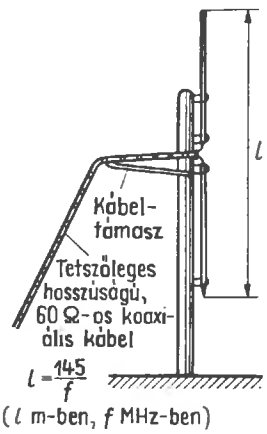
nemcsak a negyedhullámú függőleges sugárzókon lehetséges ez a megoldás, hanem bármilyen más hangolt antennán is, ha szabadon áll a vége.

19.4.2. Függőleges félhullámú sugárzók és dipólus-sorok

DX-üzemre (a 10, 15 és 20 m-es sávokra) gyakran félhullámú vagy még ennél is magasabb függőleges antennát építhetünk. A mechanikai nehézségek miatt többnyire lemondunk arról, hogy maga az antenna tartsa saját súlyát, hiszen a talppontban (a feszültségmaximum helyén!) mindig nagyon jó szigetelőre kell állítanunk. Ilyenkor minden oldalirányú erőt a kitámasztásoknak kell felvenniök. Az antennatartóként felállított megfelelő faoszlop nemcsak sokkal olcsóbb, hanem egyúttal elektromosan is előnyös. Az ilyen faszerkezeten szükségből egyszerű huzalokból is kialakíthatjuk magát a sugárzót. A faoszlopra fel is lehet mászni, szükség esetén le is lehet billenteni, ha ennek megfelelően szerkesztjük meg.

19.4.2.1. A félhullámú függőleges dipólus

A félhullámú függőleges sugárzókra is jellemző a kis emelkedési szög: annál laposabb a sugárzás, minél magasabban szereljük fel a talaj fölött az antennát. A vízszintes síkban kör alakú a sugárzási diagram. A félhullámú függőleges sugárzót általában könnyűfém csövekből állítjuk össze, és többek között például a 19.23. ábra szerinti megoldást választhatjuk. Ha elég magas faoszlopunk

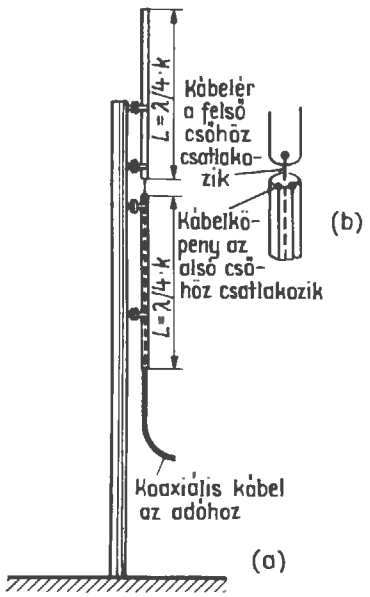


19.23. ábra. A félhullámú függőleges dipólus

van hozzá, bármilyen átmérőjű huzal felhasználható az antenna részére. Minthogy normális félhullámú dipólusról van szó, jó impedanciaillesztést kapunk, ha egy 60 Ω-os kábellel tápláljuk, de ügyeljünk arra, hogy lehetőleg minél hosszabb szakasz mentén vízszintesen vezessük el a táppontól a tápkábelt. A sugárzó alsó felének —különösen ha csőből alakítjuk ki — valamivel rövidebbnek kell lennie a felsőnél, mert közelebb van a földhöz, ezért nagyobb a földkapacitása. Lényegesen kedvezőbb megoldás a függőleges félhullámú dipólusra a koaxiális antenna.

A koaxiális antenna

A 19.24. ábrán csővezetőkből kialakított és faoszlophoz hozzáerősített, szokásos félhullámú dipólust látunk. Erre az antennára a táplálás nagyon



19.24. ábra. A koaxiális antenna (sleeve antenna): (a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táppontnál

célszerű módja a jellemző. A 60 Ω-os koaxiális tápkábelt ugyanis ebben az esetben az elsó negyedhullámú cső belsejében vezetjük fel a középső tápponthoz. A PVC-ből gyártott külső védőköpeny meggátolja a közvetlen fémes érintkezést a kábel és a cső között, a táppontnál viszont eltávolítjuk ezt a védőköpenyt, és összekötjük a kábel külső vezetőjét az antenna alsó felének vezetőjé-

vel [19.24.(b) ábra]. A belső vezetőt e helyen a felső dipóluscsőhöz csatlakoztatjuk.

A sugárzó alsó fele ebben az antennában két feladatot tölt be: egyrészt sugároz mint a dipólus része, másrészt pedig negyedhullámú zárókört alkot a belsejében keresztülvezetett kábelszakasszal (lásd a 7.1. alfejezetben). Ez a szimmetrizálás megakadályozza a kábelen a köpenyhullámok kialakulását és a legtöbb esetben egyúttal megrövidíti és egyszerűsíti a tápkábel vezetését.

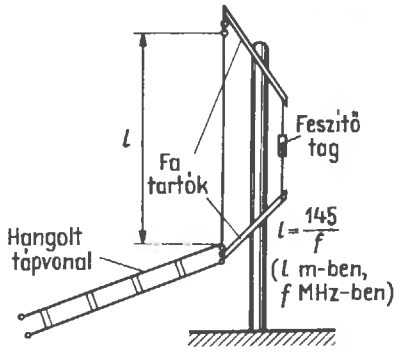
Ezt a népszerű függőleges sugárzót koaxiális kábelnek nevezzük. Az angol szóhasználatban nagyon találó az elnevezése: (sleeve = hüvely, ruhaujj).

19.4.2.2. A végükön táplált, függőleges félhullámú sugárzók

Az amatőr-gyakorlatban sokszor az alsó végükön levő feszültségminimum helyén szokás táplálni a félhullámú függőleges antennát. Minthogy pedig itt mindig nagy az impedancia, vagy valamilyen transzformátort, vagy pedig egy hangolt vezetékszakaszt kell közbeiktatni.

A függőleges Zeppelin-antenna

A 19.25. ábrán megrajzolt függőleges Zeppelin-antennát hangolt tápvezeték útján gerjesztjük. Ha félhullámú rezonanciát akarunk elérni, és ha közvetlenül a talppont alatt jól vezető talaj van,



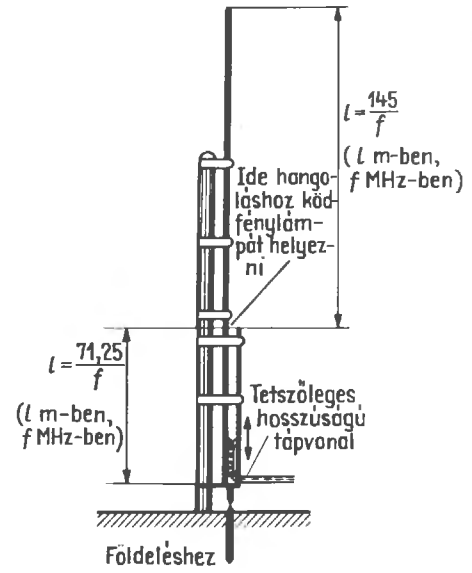
19.25. ábra. Félhullámú függőleges sugárzó Zeppelin-táplálással

a függőleges síkban a 19.7.(c) ábra szerint sugárzási diagramra számíthatunk. A 3.16. ábrából azt is megtudjuk, hogy az ideális föld fölött különböző magasságokban felszerelt félhullámú függőleges antennák sugárzási diagramjában milyen eltérések következnek be.

Mint tudjuk, a hangolt vezeték útján táplált antenna sugárzó részének rezonanciahossza nem kritikus mennyiség, mert a sugárzó és a tápvezeték itt közös egységet alkot, és együttesen rezonál. Hangolt tápvezeték esetén a gyakorlatban úgy járunk el, hogy a tápvezeték adóoldali végén az egész rendszert egy antennacsatolóval hozzuk rezonanciába. Ezáltal a lehető legegyszerűbben válik lehetővé a végén táplált függőleges sugárzók többsávos üzeme. Erről az alkalmazási területről részletesebben a 19.4.3. pontban beszélünk.

A J-antenna

Különösen előnyösen oldjuk meg a félhullámú függőleges antenna táplálást abban az esetben, ha egy zárt negyedhullámú illesztővezetéket csatlakoztatunk a nagy ellenállású talpponthoz, és ezen a vezetéken megfelelő megcsapolással keressük meg a tápkábel hullámellenállásának megfelelő impedanciájú pontot. Minthogy ezen a negyedhullámú vezetéken a talpponti sokezer ohmos impedanciától kezdve (a talppontban ugyanis feszültségmaximumot kapunk) a rövidrezárási pont közel 0 Ω-jáig minden impedanciaértéket megkaphatunk, a tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábeleket épp úgy optimálisan illeszthetjük, mint az ultrarövid hullámú szalagkábeleket vagy a 600 Ω-os „tyúklétrákat". Az így illesztett félhullámú sugárzókat J-antennának nevezzük (19.26. ábra).



19.26. ábra. Félhullámú függőleges antenna negyedhullámú illesztéssel (J-antenna)

A félhullámú sugárzó az illesztővezeték egyik ágával mechanikailag közös egységet alkothat, vagyis háromnegyed hullámú cső lehet, és keresztülvezethetjük rajta a vezetéket. E táplálásmódnak megvan az a külön előnye, hogy a negyedhullámú illesztés talppontját közvetlenül és tartósan földelhetjük. Megfelelő mechanikai felépítéssel az ilyen J-antenna egyúttal jó villámhárító is, ami azonban egyáltalán nem rontja sugárzási tulajdonságait.

A J-antenna optimális illesztését könnyen meghatározhatjuk: egy ködfénylámpát tartunk az antenna talppontjához, és a negyedhullámú illesztővezetéken addig tologatjuk a tápvezeték csatlakozását, amíg meg nem találjuk azt a helyet, amelynek a ködfénylámpán a legnagyobb fényerősség felel meg.

A sugárzó hosszát kielégítő pontossággal adja meg az

$$l = \frac{145}{f}$$

kifejezés, amelyben l m-ben, f pedig MHz-ben értendő.

A párhuzamos huzalokból összeállított negyedhullámú illesztővezeték hossza

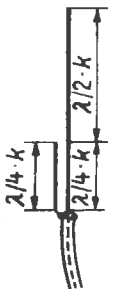
$$l = \frac{73}{f}.$$

Ha viszont aránylag nagy átmérőjű csöveket használunk fel az illesztővezeték elkészítéséhez, az

$$l = \frac{71{,}25}{f}$$

képlet érvényes. Mindkét esetben l m-ben, f MHz-ben értendő.

A pontos behangolás lehetővé tételére a számított értéknél valamivel hosszabbra vesszük a negyedhullámú illesztővezetéket, és eltolhatóan helyezzük a végére a rövidzárt. Ezután kifeszítünk a közelben egy segédantennát, és ezt tápláljuk közvetlenül az adóval, hogy a beállítandó antenna parazita-antennaelem módjára kapja a gerjesztést. Ekkor még nem csatlakoztatunk semmilyen tápvezetéket a függőleges sugárzó negyedhullámú illesztővezetékéhez, hanem kizárólag sugárzási csatolás útján vesszük a segédantennáról a gerjesztést. Most addig tologatjuk a negyedhullámú vezeték mentén a rövidrezáró hidat, míg a sugárzó talppontjához tartott parázslámpán a lehető legerősebb parázskisülést meg nem kapjuk. Ezáltal a sugárzót és a negyedhullámú illesztővezetéket rezonanciába hoztuk az adó frekvenciájával. Utána már eltávolíthatjuk a segédantennát, mert most már normálisan, az erre szánt tápkábel útján tápláljuk a sugárzót. A negyedhullámú vezeték mentén a már ismertetett módon kell meghatározni a kábel csatlakozási pontját. Az ily módon optimálisan behangolt sugárzó abban az esetben alkalmas DX-forgalom lebonyolítására, ha elég nagy magasságban szereljük fel.



19.27. ábra. Átalakított táplálású J-antenna

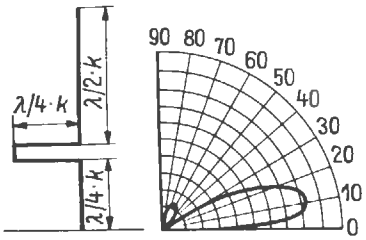
A teljesség kedvéért még egy változatban bemutatjuk a 19.27. ábrán a J-antenna gerjesztését. A 19.26. ábra szerinti illesztési esetben a negyedhullámú vezeték hullámellenállásának nincs nagy jelentősége, a 19.27. ábra szerinti elrendezésben viszont döntő szerepe van a negyedhullámú transzformátor hullámellenállásának az illesztésben. A sugárzó negyedhullámú szakasz karcsúságától függően a 6.5. alfejezet és az (5.31) képlet szerint akkor kapunk az 50...75 Ω hullámellenállású koaxiális tápkábellel közelítőleg jó illesztést, ha a negyedhullámú transzformátor D/d aránya kereken 300 Ω hullámellenállásnak megfelelően körülbelül 6 : 1 (lásd az 5.4. ábrát). A pontos illesztéshez kissé még változtatgatnunk kell a negyedhullámú transzformátor D/d átmérőarányát. Ez utóbbi mechanikai ráfordítást követel meg, de legalábbis a rövidhullámok tartományában aligha fizetődik ki.

19.4.2.3. Végtáplálású függőleges dipólus-sorok

Ha $\lambda/2$-nél nagyobb szerelési magasságok is elérhetők, legajánlatosabb függőleges irányban egymás fölé helyezett és fázisban gerjesztett függőleges dipólusokból összeállítani az antennát. Szere-

lési magasságon itt a lehetséges antennahosszt, a talaj felszínétől a sugárzó felső végéig mért távolságot kell érteni. Például egy 12 m szabad hosszúságú faoszlopra olyan függőleges sugárzót lehet felszerelni, amely 3 m-rel túlnyúlik az oszlop végén, úgyhogy az antenna teljes hossza 15 m lehet. Ez a 10 m-es sávban 1,5λ, a 15 m-es sávban pedig 1λ elektromos hosszra elegendő. Ha gondoskodunk róla, hogy az egyes félhullámú szakaszok azonos fázisban kapják a gerjesztést, kitűnő körsugárzót kapunk, és az antennanyereség a dipólus-sor antennanyereségével lesz egyenlő. Ez a nyereség a függőleges nyílásszög csökkentéséből származik. Az összefüggéseket a 13.1. alfejezetből vezethetjük le.

Mint tudjuk, a jól vezető talajon közvetlenül felállított függőleges sugárzó a tükörképe révén tovább folytatódik a földben. A függőleges dipólus-sorral kapcsolatban például ez azt jelenti, hogy a 19.28. ábra szerinti antenna a földben egy olyan dipólus-sorrá egészül ki, amely három kollineáris



19.28. ábra. Függőleges dipólus-sor jól vezető talaj fölött

félhullámú szakaszt tartalmaz, jóllehet a teljes hossza csak 3λ/4. A három fázisban gerjesztett λ/2-szakaszból álló dipólus-sor antennanyeresége a 13.1. alfejezet szerint elméletileg 3,2 dB, tehát a fázisban gerjesztett háromnegyedhullám függőleges sugárzó antennanyeresége is 3,2 dB, ha ideális talaj fölött közvetlenül a felszínen állítjuk fel az antennát. Minthogy azonban kisebb-nagyobb földveszteségekkel mindig számolhatunk, ezt a maximumot nem érheti el az antennanyereség, de jó földelőhálózattal nagyon megközelíthető.

Az egyező fázisú gerjesztéshez szükséges fázisfordítást a szokásos módon egy zárt negyedhullámú vezetékkel érjük el. E párhuzamos huzalok megfelelő megcsapolásáról táplálhatjuk a rendszert. A 19.28. ábrán látható és jó talajviszonyokra vonatkozó függőleges diagram szerint a függőleges síkban körülbelül 20° a nyílásszög, az emelkedési szög viszont kerek számban csak 10°.

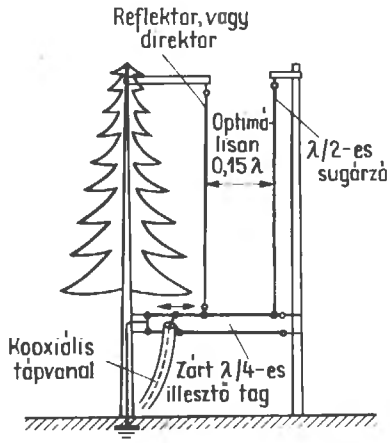
19.5. Függőlegesen polarizált, irányhatású antennák

A parazita-elemeket is tartalmazó és függőlegesen polarizált, irányhatású antennák ritkák az amatőr-gyakorlatban, bár a nagy távolságú ionoszferikus terjedés szempontjából legalábbis egyenértékűek a megfelelő vízszintes antennákkal. A függőleges felépítés aligha okoz nagyobb mechanikai nehézségeket, mint a vízszintes polarizáció. Azt mindenesetre el kell ismernünk, hogy a függőleges irányantennák érzékenyebben reagálnak a függőleges kiterjedésű környezeti akadályokra, mint a vízszintes sugárzók, ezért hát különösen a szabad terepen célszerű a megépítésük.

19.5.1. A kételemes függőleges sugárzók

Egyes esetekben reflektorral vagy direktorral is elláthatjuk a félhullámú függőleges sugárzót, ha például egy fa áll a megfelelő helyen. Ezt az egyébként káros akadályt ugyanis jól kihasználhatjuk, és rászerelhetjük a parazita-antennaelemet (19.29. ábra).

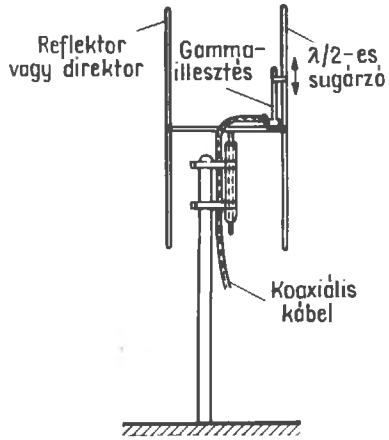
Átkapcsolással tetszés szerint mint reflektort vagy mint direktort használhatjuk ezt a parazita-antennaelemet. Az utóbbi esetben 491 cm hosszúnak kell lennie ennek a szekunder sugárzónak ahhoz, hogy a 10 m-es sávban használhassuk. Az átkapcsolóval ebben az esetben tetszés szerint hozzákapcsolhatunk egy 50 cm-es huzalt, hogy az ily módon 541 cm-re meghosszabbított parazita-elem reflektor szerepét is betölthesse.



19.29. ábra. A függőleges, kételemes irányantenna

Ezáltal tetszés szerint két különböző, egymástól 180°-kal eltérő főirányban sugározhatunk az antennával.

A különböző illesztési lehetőségek közül az egyiket a 19.29. ábrán láthatjuk. A vízszintes kételemes iránysugárzóra a 16. fejezetben megadott középső táplálási módok elvileg mind alkalmazhatók a függőleges sugárzóra is.

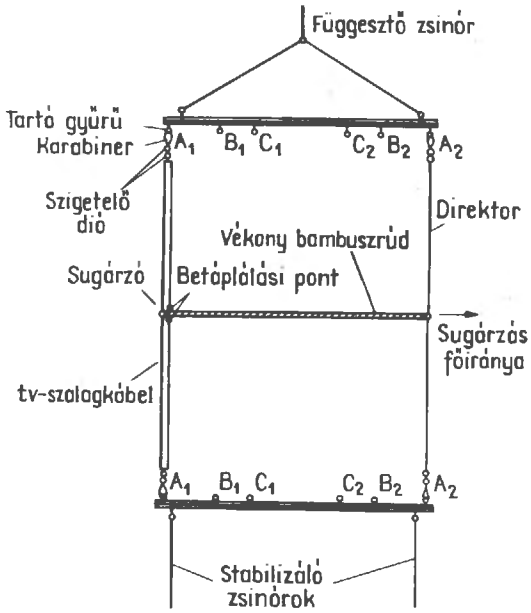


19.30. ábra. Egy elforgatható, kételemes függőleges sugárzó

A kételemes függőleges sugárzó elforgatható változatára ajánlott szerkezeti megoldást a 19.30. ábrán láthatjuk. Kedvező táplálási mód ebben az esetben a gamma-tag közbeiktatásával illesztett koaxiális tápkábel. Geometriai középpontjukban minden szigetelő közbekapcsolása nélkül is felszerelhetők az elemek.

19.5.2. Kicserélhető elemekkel felszerelt kételemes függőleges sugárzó

Érdekes ebben az antennában a PA ⌀ LU által ajánlott egyszerű és célszerű mechanikai megoldás. Elektromos szempontból ez az antenna (19.31. ábra) egy sugárzóból és direktorból összeállított normális kételemes iránysugárzó. A direktor távolsága $0{,}1\lambda$, és a fő sugárzási irányban optimális méretezéssel 3,5 dB antennanyereséget lehet itt elérni. A tápkábel illesztésének egyszerűsítésére ultrarövid hullámú szalagvezetékből készítjük el a táplált antennaelemet oly módon, hogy a vezeték két végén rövidrezárjuk a két huzalt, középen pedig elvágjuk az egyiket, hogy itt lehessen a betáplálás. Ily módon hajlított dipólusként működik a táplált elem, tehát körülbelül 60 Ω lesz a tápponti ellenállás, úgy hogy egy 50...70 Ω hullámellenállású kéthuzalos vezetéket nagyjából illesztve köthetünk be a táplálóhoz. Erre a célra PA ⌀ LU egy közönséges, üzletekben beszerezhető sodrott hálózati vezetéket használt fel, ennek hullámellenállása nagyjából beleesett ebbe a nagyságrendbe. A direktor antenna-litzéből készül.



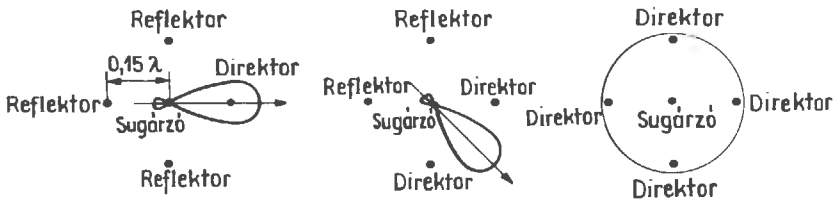
19.31. ábra. Cserélhető antennaelemekkel ellátott, kételemes függőleges sugárzó

A 19.31. ábrán jól követhetjük az antenna mechanikai felépítését. A sugárzókat és a direktorokat mindhárom DX-sávra pontosan leszabjuk, és egy-egy szigetelőt meg egy-egy rugós horgot (karabinert) szerelünk a végeikre. A táplált elem rezonanciahosszát az

$$l = \frac{140{,}8}{f}$$

képlet alapján számíthatjuk ki (l m-ben, f MHz-ben). Ily módon a 20 m-es sávra 10 m, a 15 m-es sávra 6,67 m, a 10 m-es sávra pedig 5,03 m a táplált antennaelem hossza. A direktorok hosszát úgy kapjuk meg, hogy 5%-ot levonunk ezekből a méretekből.

A felfüggesztőkeret két impregnált, egyenként 2,20 m hosszú léc, és a 19.31. ábra szerint hat-hat tartógyűrűt szerelünk rájuk. Az A_1 és A_2 gyűrűre akasztjuk fel a 20 m-es sáv antennaelemeit, úgy-



19.32. ábra. A QH-iránysugárzó sugárzási diagramja a vízszintes síkban. Vázlatos elrendezés felülnézetben

hogy e két gyűrű között 214 cm távolságot hagyunk. A B_1, B_2 gyűrűk 144 cm-re vannak egymástól, és a 15 m-es sáv elemeit tartják. A 10 m-es sáv elemeinek felfüggesztésére szolgáló C_1, C_2 gyűrűk között 108 cm a távolság.

Hogy a tápvezeték ne terhelhesse aszimmetrikus súlyokkal a rendszert, a sugárzót és a direktort középen egy vékony bambuszrúddal kitámasztjuk, és a két elem között úgy fogjuk be a tápvezetéket, hogy egyensúlyban maradjon az egész elrendezés. A felső felfüggesztő zsinórt görgőn kell átvezetni, hogy a sávváltáshoz gyorsan és egyszerűen lehessen leengedni az antennát. Ilyenkor csak az elemeket kell kicserélni, és mindig ügyeljünk arra, hogy a kérdéses amatőrsávnak megfelelő tartógyűrűkbe akasszuk be a horgokat.

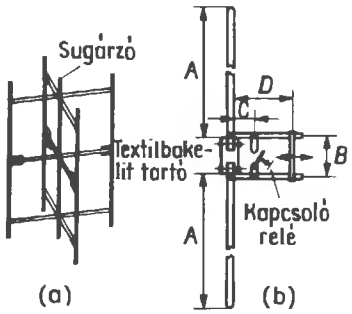
Mechanikailag sokszor úgy is felszerelhetjük az antennát, hogy zsinórok körül axiálisan elforgathassuk. Ily módon roppant egyszerű és mégis jó teljesítőképességű forgatható sugárzóra teszünk szert. A sávváltással kapcsolatos kis fáradság és időveszteség bőven megtérül a jó eredményekben, amelyeket a csekély anyagi költséggel összeállított iránysugárzóval elérünk.

19.5.3. A quick heading beam

A QH-beam (quick heading beam) a függőleges félhullámú iránysugárzó továbbfejlesztésével jött létre. Egy függőleges félhullámú sugárzót és két parazita-elemet tartalmaz, az utóbbiak $0{,}15\lambda$ távolságra vannak a sugárzótól. Átkapcsolással úgy lehet változtatni e szekunder sugárzók hosszát, hogy tetszés szerint mint direktorokat vagy mint reflektorokat használhassuk őket. Ily módon elérjük, hogy tényleges elforgatás nélkül, csupán a megfelelő átkapcsolással a szélrózsa minden irányát végigpásztázhatja az iránysugárzó. Hatását tekintve ez a QH-beam nagyjából egy háromelemes Yagiantennának felel meg, nyeresége pedig 6,5 dB-t érhet el. Mechanikai felépítése nem egyszerű, és mint minden függőleges sugárzó, ez is szabad környezetet és jó talajviszonyokat követel meg.

A 19.32. ábrán vázlatos rajzokon a quick heading beam felülnézetét és a parazita-elemek különböző kapcsolásainak megfelelő vízszintes sugárzási diagramokat láthatjuk. Megállapíthatjuk, hogy tetszés szerint összesen nyolc különböző irányba állíthatjuk a fősugárzást oly módon, hogy a szomszédos irányok mindenhol 45°-os szöget zárjanak be egymással. Amikor mindegyik szekunder elem mint direktor működik, a vízszintes síkban kör alakú a rendszer sugárzási diagramja.

Az oldalnézetet a 19.33.(a) ábrán közöljük, de a tartóoszlopot nem rajzoltuk be, hogy áttekinthető maradjon a rajz. A középen levő táplált antennaelem akár hajlított, akár egyenes dipólus lehet (a hajlított dipólus valamivel nagyobb sávszélességet eredményez). A bemeneti ellenállás az



19.33. ábra. A QH-beam:
a) oldalnézet; (b) a szekunder elemek részletesebb rajza

árammaximum helyén 30...40 Ω, tehát minden esetben transzformálni kell, hogy megfelelően illeszthessük a tápkábel hullámellenállásához. A hajlított dipólus bemeneti ellenállásának transzformálásához a 4.4. ábra (1:4 fölötti áttételi arány formálásához a 4.4. ábra (1:4 fölötti áttételi arány) vagy a 19.19. ábra (1:4 alatti áttételi arány) szerint állítjuk be az átmérők arányát. Az egyen-

19.3. táblázat. Méretezési adatok a QH-beamhez

Amatőrsáv m	A sugárzó hossza	A parazita-elemek távolsága	A 19.33.(b) ábra szerinti			
			A	*B*	*C*	*D*
			méretek			
20	1027	253	460	10	40	90
15	686	170	307	7	27	60
10	512	126	230	5	20	45
Minden adat cm-ben értendő						

letes dipólushoz a bevált gamma-illesztés és koaxiális tápkábel alkalmazása a legelőnyösebb. Ha mechanikailag nincs akadálya, az alsó csőszakasz belsejében vezetjük fel a tápponthoz a tápkábelt (lásd a 19.24. ábrát is).

A négy szekunder elemet középen (geometriai közepükön) megszakítjuk, és a 19.33.(b) ábra szerint képezzük ki. A kapcsoló zárt állapotában direktornak, nyitott állapotában reflektornak felel meg a parazita-antennaelem. A relé kapcsolóérintkező lehetőleg minél kisebb kapacitásúak legyenek.

A gyakorlatban is kipróbált méreteket a 19.3. táblázatról olvashatjuk le. Minthogy az előresugárzás alapján nem lehet eléggé egyértelműen behangolni a függőleges sugárzókat, itt is a legnagyobb hátrasugárzási csillapítás megfigyelésével végezzük el a beállítást. Ehhez a megadott értéknél valamivel nagyobbra vesszük a *D* hosszt, és a rövidrezáró kengyelt úgy szereljük fel, hogy változtatható legyen a helye. Legelőször a *D* hosszt állítjuk a legjobb reflektorhatás szerint, és csak ezután zárjuk a kapcsolót és állítjuk be a legkedvezőbb direktorhatásnak megfelelően a *C* szakaszt. Mindkét beállítást addig kell ismételni, míg további javulást már nem érhetünk el. Ha ez megvan, optimálisan a sugárzó bemeneti ellenálláshoz illesztjük a tápvezetéket.

19.6. Függőlegesen polarizált antennák többsávos üzemre

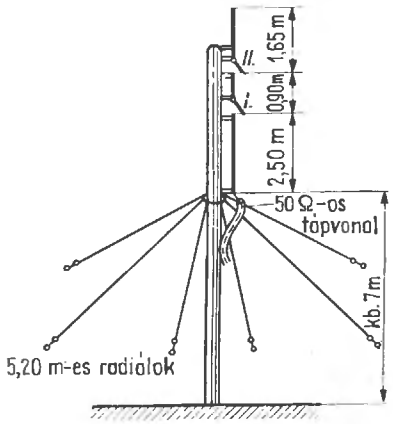
A függőleges sugárzók többsávos üzemére különböző módszereket ismerünk. Ha a negyedhullámú groundplane-antennából indulunk ki, és ha a legnagyobb hullámhossznak megfelelő szerelési magasságra törekszünk, húzókötéllel vagy relé útján egyszerű lehetőség adódik a hossz mechanikai átkapcsolására. Ilyen elrendezéseket a következő, 19.6.1. pontban ismertetünk. Kisebb szerelési magassággal és kevésbé bonyolult mechanikai elrendezéssel is beérhetjük, ha a talppontban elhelyezett *LC*-tagokkal elektromosan tudjuk hosszabbítani vagy rövidíteni a sugárzót. Ezek a módszerek mindenesetre kisebb-nagyobb többletveszteségeket okoznak. Végül azt is megtehetjük, hogy a minden sávra alkalmas W 3 DZZ-antenna mintájára (lásd a 10.2.8. pontot) záróköröket iktatunk be az antennába, aminek következtében elhagyhatjuk a mechanikai átkapcsolásokat, és igazi többsávos üzemhez jutunk hozzá. A függőleges sugárzókra azonban ezek az elrendezések statikailag kissé nehezen tarthatók kézben, ezenkívül a csapdák kifogástalan elektromos és mechanikai kialakítása nagy tapasztalatot követel meg. Az ilyen változatok előállítása ennek következtében főként csak az antennaipar feladata marad.

19.6.1. Átkapcsolható háromsávos groundplane-antennák

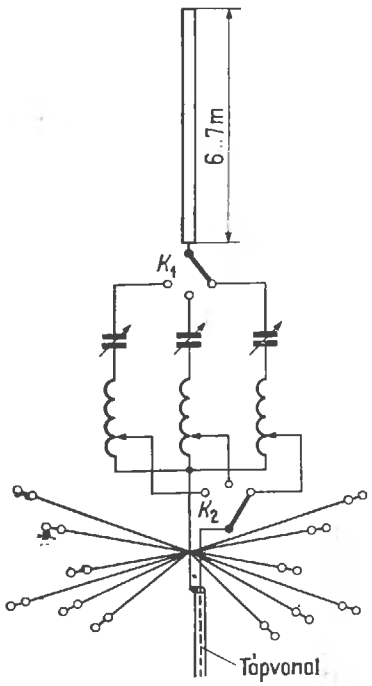
Az amatőr-antennák irodalmában megtalálható egy olyan háromsávos groundplane leírása, amelyet a sugárzó átkapcsolásával lehet három amatőrsávban kihasználni (19.34. ábra). A kötéllel működtethető átkapcsoló megépítése bizonyos mechanikai képességeket követel meg az ama nyos mechanikai képességeket követel meg az amatőröktől. Nem olyan egyszerű úgy megszerkeszteni ezeket az átkapcsolókat, hogy az időjárási viszonyoktól függetlenül hosszú ideig kifogástalanul működjenek. A 19.34. ábráról egyébként minden méretet leolvashatunk. A 20 m-es sávban akkor kapunk rezonanciát, amikor az I. és a II. kapcsoló zár; a sugárzó hatásos hossza ekkor 5,05 m, a cső átmérőjének ehhez 40 mm-nek kell lennie. A II. kapcsoló nyitásával a 15 m-es sávban jön létre rezonancia, és a hatásos hossz 3,40 m. Végül a 10 m-es üzemhez mindkét kapcsolót nyitni kell, és ekkor csak az alsó, 2,50 m hosszú szakasz kap gerjesztést. Az 5,20 m hosszú radiálok ferdén lefelé

irányulnak, ezáltal annyira megnő a talpponti ellenállás, hogy egy 50 Ω-os koaxiális kábellel közvetlenül táplálhatjuk az antennát.

Az átkapcsolható háromsávos groundplane további változatát láthatjuk a 19.35. ábrán. A sávátkapcsolók a sugárzó talppontjában vannak elhelyezve, ezért könnyebben lehet hozzájuk férni.



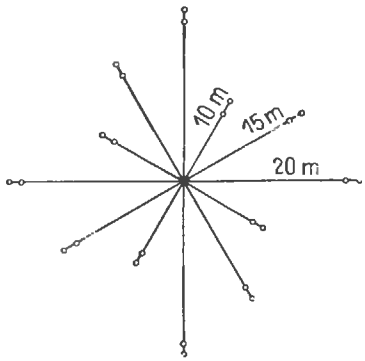
19.34. ábra. Átkapcsolható groundplane háromsávos üzemre



19.35. ábra. Egy háromsávos groundplane vázlatos rajza

Maga a függőleges sugárzó nem rezonál, hosszát 6...7 m-re kell venni.

A sugárzó rezonanciáját létrehozó hangolóelemek minden esetben egy tekercs és egy forgókondenzátor sorbakapcsolásával állnak. A hangolást a mindenkori tekercshez csatolt grid dip meter alapján ellenőrizzük. Kapcsolók útján tetszés szerint kapcsolhatunk át a 20, 15 vagy 10 m-es sávra. A forgókondenzátorok mindegyikében 100 pF végkapacitással beérhetjük, a tekercsek nagyságát pedig próbálkozással kell megállapítanunk. Az első rezonanciaméréshez olyan tekercset ajánlatos felhasználni, amely vastag, ezüstözött rézhuzalból 15 menetet tartalmaz, mint légmagos tekercs szabadon tartja magát, és amelynek külső átmérője 40 mm.



19.36. ábra. A radiálok elhelyezése

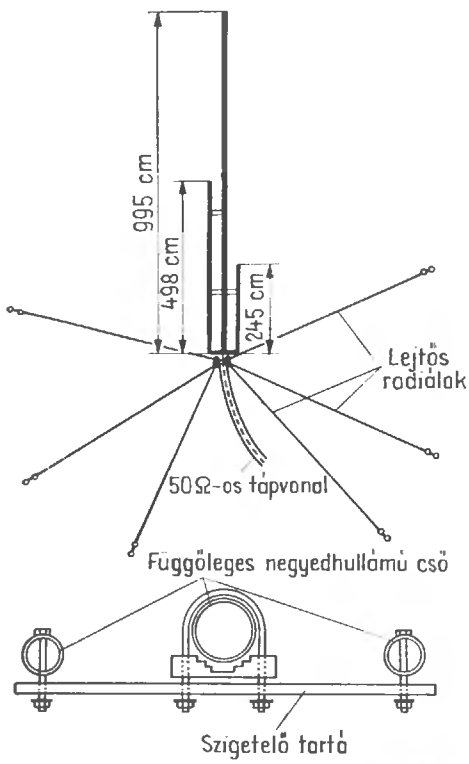
Ez a groundplane minden egyes sávban egy-egy sorozat rezonáns radiált tartalmaz oly módon, hogy e huzalok a 19.36. ábra szerint középen össze vannak kötve egymással, és innen kiindulva radiálisan szétfutnak. A már ismertetett módon minden egyes sávra egy antennascope és egy grid dip meter felhasználásával pontosan be kell hangolni őket.

A koaxiális tápkábel illesztését nagyon egyszerűen végezhetjük el, ha megcsapolás útján a tekercsen megkeressük azt a pontot, amelynek impedanciája megegyezik a tápkábel hullámellenállásával. Evégett a bázis és a tekercsen levő megcsapolás közé iktatjuk be az antennaszkópot, a grid dip meterrel tápláljuk, és addig változtatjuk a tekercs megcsapolását, amíg a leolvasott érték meg nem egyezik a kívánt impedanciával. E behangolást nagyon gondosan kell végrehajtani, és ajánlatos közben folyamatosan ellenőrizni egy vevőben a grid dipper frekvenciáját.

E háromsávos groundplane kritériumát a sávátkapcsolók képviselik. Az már a megépítőjének ügyességén múlik, hogy mechanikailag egy kötél húzásával vagy relévezérléssel akarja távolról működtetni őket. Nagyon fontos a tekercsek jósága. Ezek a tekercsek mindig árammaximumban vannak, úgyhogy nagy keresztmetszetű huzalra és különösen jó felületi vezetésre van itt szükség.

19.6.2. Átkapcsoló nélküli négysávos groundplane

A 19.37. ábrán olyan négysávos groundplane-antennát mutatunk be, amelyhez nem kellenek bonyolult átkapcsoló szerkezetek, sem pedig egyéb, veszteséges áramköri elemek. A 40 m-es sávban használható stabil, negyedhullámú cső egyúttal a 20 m-es és a 10 m-es negyedhullámú sugárzó tartóoszlopa is. Ez a három különálló sugárzó a talppontban fémesen össze van kötve egymással, és ehhez a ponthoz csatlakozik az 50 Ω-os koaxiális tápkábel belső vezetője is. A kábel külső vezetőjét az egyenként 10,35 m hosszú radiálok bázisával kell összekötni. Ezekből a radiálokból lehetőleg minél többre van szükség. Az 50 Ω-os tápkábel hozzávetőleges illesztése érdekében körülbelül 135°-os hajlásszögben ferdén lefelé kell irányulniok a radiáloknak (lásd a 19.4.1. pontot). Ehhez az szükséges, hogy a függőleges rudak talppontja néhány méterrel a föld felszíne fölött legyen. A 19.36. ábra szerint ajánlatos felosztani a radiálokat, de ugyanitt még a 40 m-es üzemnek megfelelő radiálokat is el kell valahogy helyezni.



19.37. ábra. Átkapcsoló nélküli négysávos groundplane:
(a) vázlatos felépítés; (b) szerkezeti megoldás a szigetelt rögzítésre

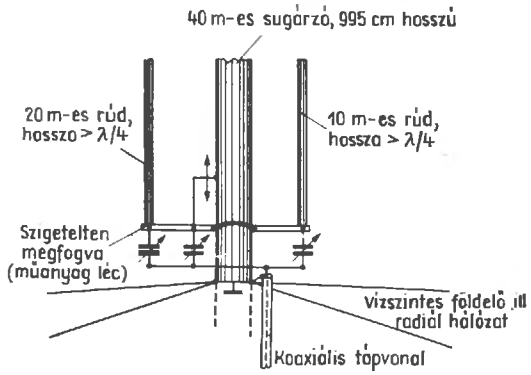
A negyedhullámú csöveket a 19.37.(b) ábra szerint lehet szigetelten hozzáerősíteni a tartóoszlopul szolgáló 40 m-es sugárzóhoz, és az összekötő kart kis veszteségű műanyagból (például piakrilból) kell elkészíteni. Ugyanez a felerősítési mód alkalmazható a talppontban is, de ott fém összekötő tartóra van szükség.

E négysávos groundplane működése könnyen megérthető. A 40 m-es sávban a 9,95 m hosszú rúd működik; valamivel rövidebb a szokásosnál, mert aránylag nagy átmérője és a két párhuzamosan kapcsolt elem fokozottabb mértékű rövidítést tesz szükségessé. Ez a rúd egyúttal a 15 m-es sávban mint háromnegyedhullámú sugárzó rezonál, bár a sugárzási diagramban felhasad a függőleges nyílásszög. A 20 és a 10 m-es sávban normálisan méretezett negyedhullámú rudak állnak rendelkezésünkre.

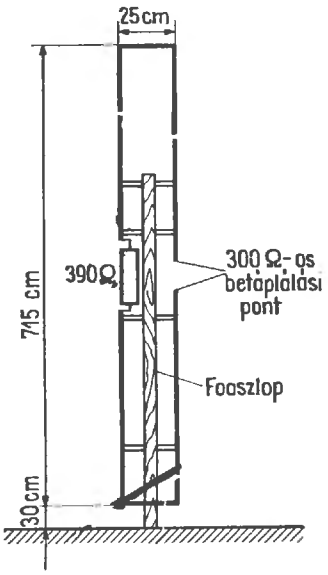
Mint már elmondtuk, szabad környezetben a legkedvezőbb közvetlenül a talajfelszín fölött egy függőleges sugárzó felállítása. Ilyenkor azonban vízintesen kell kifeszíteni a radiálokat, úgyhogy legfeljebb 30 Ω nagyságrendű lehet a talpponti ellenállás. Ebben az esetben a 19.4.1.5. alpontban tárgyalt elv szerint hosszabbítható meg a groundplane: a 10 m-es és a 20 m-es sáv rúdját körülbelül öt tizenhatod hullámhosszra meghosszabbítjuk, és a 19.20. ábra mintájára egy soros kondenzátorral visszarövidítjük $\lambda/4$ elektromos hosszra. Ezáltal mintegy kitoljuk a táppontot a nagyobb impedanciák tartományába, és most már minden nehézség nélkül bármilyen koaxiális kábelt hozzáilleszthetünk. Minden szükséges adatot a 19.2. táblázatról olvashatunk le.

A 19.38. ábrán egy szerkezeti megoldást ajánlunk ehhez a változathoz. Mechanikai okokból a 40 m-es sáv antennaeleme nem kap semmilyen meghosszabbítást, és mint földelt groundplane a 19.13. ábra szerinti alakot követi. A sugárzó végét közvetlenül leföldeljük, és az illesztéshez kom-

penzált gamma-vezetéket alkalmazunk. A másik két negyedhullámú rudat a 19.2. táblázatnak megfelelően hosszabbítjuk meg, és forgókondenzátorokkal elektromosan visszarövidítjük őket. Ezeket az antennaelemeket a földelt középső rúd tartja, de a tartókar elszigeteli az utóbbitól. Csak a három



19.38. ábra. Kábeles illesztésű, négysávos groundplane



19.39. ábra. Soksávos függőleges antenna a T 2 FD-elv szerint

forgókondenzátor forgórészét kötjük össze egymással, és ehhez a közös ponthoz csatlakoztatjuk a koaxiális tápkábel belső vezetőjét. A kábel külső vezetője a 40 m-es földelt sugárzó talppontjához csatlakozik, ez a pont egyúttal a földelőhálózat, illetve a radiálok közös pontja is. Ebben a szerkezeti megoldásban a tartóoszlopul szolgáló 40 m-es sugárzó egy erős gázcső, és alsó végét olyan mélyen süllyesztjük be a földbe, hogy a talaj fölötti szabad hossza 9,90 m legyen. A cső végét körül kell önteni betonnal, a két meghosszabbított negyedhullámú sugárzót pedig szigetelten hozzáerősítjük a tartócsőhöz úgy, hogy talppontjuk közel legyen a földhöz (19.38. ábra). Ez a konstrukció egyúttal kitűnően levezeti a villámokat.

19.6.3. T 2 FD függőleges, soksávos antennája

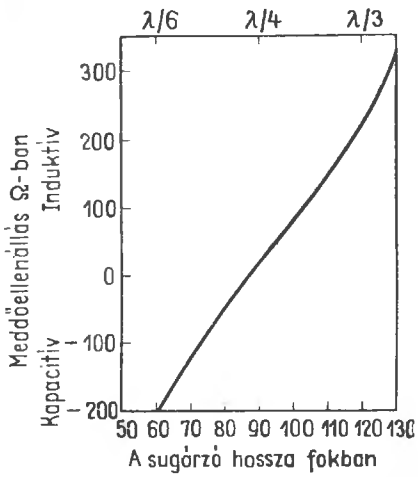
Függőleges sugárzóként is jól beválik a T 2 FD-antenna. A 19.39. ábra szerinti felépítésében, pontosan 7,50 m teljes hosszal a 10, 15 és 20 m-es DX-sávokban használható. A beszámolók kiemelik, hogy ez az antenna a 40 és a 80 m-es sávban is még jól gerjeszthető, bár az eredmények nem valami különösen kedvezőek voltak. Ily módon a függőleges T 2 FD minden sávban lehetővé teszi az üzemet.

380 Ω-os lezáróellenállással kereken 300 Ω a talpponti ellenállás, de ezt az ellenállást úgy kell kialakítani, hogy az adó teljesítményének legalább a harmadával lehessen terhelni. Az ultrarövid hullámú (például 300 A 7—1 típusú) szalagvezetékkel tehát közvetlenül táplálható. Hogy lehetővé tegyük koaxiális kábellel is a táplálást, a táppont közelében szereljünk a tartóoszlopra egy kis vízálló dobozt, és helyezzük el benne a szimmetrizáláshoz és az impedanciaátalakításhoz szükséges áramköri elemeket. Radiálokra nincs itt szükség. További adatokat a T 2 FD-antennákról a 12.2. alfejezet tartalmaz.

19.6.4. Átkapcsolható hosszabbító tekercsekkel ellátott, többsávos groundplane-antennák

A gyakorlatban sok többsávos groundplane-antenna működik átkapcsolható hosszabbító tekercsekkel és részben rövidítő kondenzátorokkal is. Az amatőrsávokra elvileg úgy alakítjuk ki a függőleges sugárzót, hogy nagyjából a negyedhullámú rezonanciának feleljen meg, és hogy a kisebb frekvenciájú amatőrsávokban is használhassuk; a talppontban ekkor fellépő kapacitív összetevőt reaktanciával (hosszabbító tekerccsel) kompenzáljuk, és ily módon valós talpponti ellen-

állást kapunk. A nagyobb frekvenciájú amatőrsávokban túlságosan hosszú a függőleges sugárzó, vagyis induktív meddőösszetevőt is tartalmaz, és ezt egy ugyanekkora, de kapacitív meddőellenállással (rövidítő kondenzátorral) kell kompenzálni.

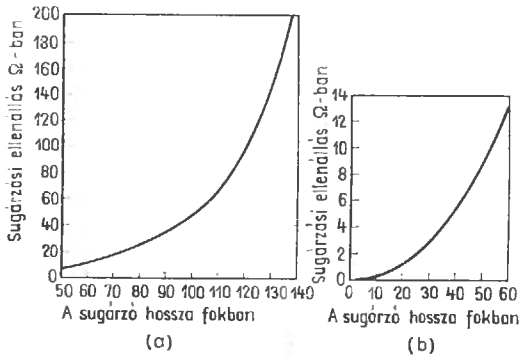


19.40. ábra. Az ideális talaj fölött elhelyezett függőleges sugárzók meddőellenállásának közelítő értéke a sugárzófokban kifejezett hosszának függvényében ($1\lambda = 360°$, $\lambda/4 = 90°$)

A 19.40. ábrán közöljük az ideális talajon felállított függőleges sugárzó meddőellenállása és hossza közötti összefüggést. A sugárzó hosszát itt szögfokban fejeztük ki ($1/\lambda = 360°$), és a meddőellenállásra közelítő értékeket adunk. Ebben az esetben ugyanis csak durva irányértékekről lehet szó, és feltevésünk szerint a sugárzó karcsúsága 1000. A vastagabb (kisebb karcsúságú) antennákra kisebbek a meddőellenállások, a karcsúság növekedésével nő a meddőellenállás is. Mint a diagramon látjuk, a meddőellenállás nullaátmenetének és ennek következtében a negyedhullámú rezonanciának kereken 87° (tehát nem pontosan $90° = \lambda/4$) hosszú sugárzó felel meg. Ennek oka a sugárzó rövidülési tényezője, amelyet a karcsúsága szab meg. A 87°-nál hosszabb sugárzók meddőellenállása induktív (túlságosan hosszú az antenna), az ennél rövidebb sugárzóké pedig kapacitív („túlságosan hosszúak").

A rövidített vagy hosszabbított groundplane negyedhullámú rezonanciájának megvalósítására mindenekelőtt leolvassuk a 19.40. ábráról a meddőellenállás közelítő értékét, majd megállapítjuk a frekvencia függvényében a hosszabbító tekercs induktivitását (6.19. ábra), illetve a rövidítő kondenzátor kapacitását (6.20. ábra). Minthogy a 19.40. ábra csak irányszámokat ad meg a meddőellenállás értékére, a tekercsnek, illetve a kondenzátornak változtathatónak kell lennie.

A 19.41. ábra megadja az ideális talaj fölött felállított függőleges sugárzó sugárzási ellenállása és hossza közötti összefüggést. Mint látjuk, a $\lambda/4$ ($= 90°$) hosszúságú, negyedhullámú groundplane-



19.41. ábra. Az ideális talaj fölött elhelyezett függőleges sugárzók sugárzási ellenállása a sugárzófokban kifejezett hossz függvényében:
(a) 50° és 140° közötti hosszúságú sugárzókra; (b) 60°-nál rövidebb sugárzókra

antenna jellemző sugárzási ellenállása 36,6 Ω; $\lambda/3$ ($= 120°$) hossznak már 100 Ω, $\lambda/6$ ($= 60°$) hossznak pedig csak valami 13 Ω felel meg. Még nagyobb mértékű rövidítés ($< 60°$) hatására — ami például a mozgóantennákon gyakran előfordul — a 19.41.(b) ábra szerint már rendkívül kicsi a sugárzási ellenállása.

A (19.6) képletből megállapíthatjuk, hogy a sugárzók R_{bem} bemeneti ellenállása az R_S sugárzási ellenállás és az R_V veszteségi ellenállás összegével egyenlő. Ami azonban az energiát illeti, csak az R_S ellenállásra eső energiát sugározza ki az antenna, az R_V ellenállásra eső rész hővé alakul át. A gyakorlatban ez azt jelenti, hogy ha változatlan értéken marad az R_V veszteségi ellenállás, a hatásfok szempontjából annál rosszabb az antenna, minél kisebb a sugárzási ellenállása. Az összefüggéseket egy egyszerű példán fogjuk érzékeltetni.

Példa. A talajon felállított függőleges sugárzót $30° = \lambda/12$ hosszra méreteztük. A táppontban ennek következtében megjelenő kapacitív meddőellenállást induktivitással (hosszabbító tekercscsel) úgy kompenzáltuk, hogy R_{bem} bemeneti impedanciát már valósnak tekinthetjük.

A 19.41.(b) ábra szerint a 30° hosszúságú sugárzó R_S sugárzási ellenállása 3 Ω. Impedanciamérő híddal

megállapítjuk, hogy az R_{bem} bemeneti ellenállás 10 Ω. Minthogy a (19.6) egyenlet értelmében $R_{bem}=R_S+R_V$, feltételezhetjük, hogy a veszteségi ellenállások összege 7 Ω-ot tesz ki ($R_V=R_{bem}-R_S=10-3=7$). Az antenna η hatásfokát az

$$\eta=\frac{R_S}{R_S+R_V}=\frac{R_S}{R_{bem}} \qquad (19.11)$$

képlet adja meg.

A példa számadatainak behelyettesítésével azt kapjuk, hogy

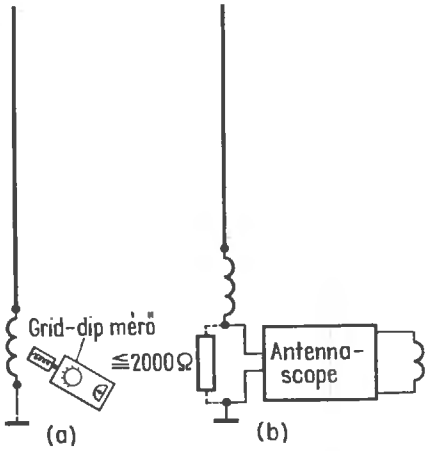
$$\eta=\frac{3}{10}=0{,}3 \quad (=30\%).$$

Ha ugyanekkora R_V veszteségi ellenállással 60° volna a sugárzó hossza, az R_S sugárzási ellenállásra a 19.41.(b) ábráról 13 Ω értéket olvasnánk le, úgyhogy a hatásfok ebben az esetben

$$\eta=\frac{13}{20}=0{,}65 \quad (=65\%)$$

értékre nő meg.

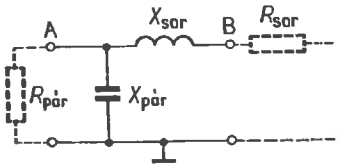
Tegyük fel, hogy egy több amatőrsávban használható függőleges sugárzót átkapcsolható hosszabbító tekercsekkel és rövidítő kondenzátorokkal rezonanciába hoztunk, vagyis hogy az R_{bem} bemeneti ellenállás minden sávban valós. Ezt az állapotot egy grid dip meter alapján könnyen ellenőrizhetjük. Ha a műszert a 19.42.(a) ábra szerint csatolásba hozzuk az éppen beiktatott hosszabbító tekerccsel, a kérdéses amatőrsávon belül rezonanciát kell kapnunk. A tekercs végét, mint a 19.42.(a) ábrán is jól láthatjuk, össze kell kötnünk ehhez az ellenőrzéshez a földelőhálózattal.



19.42. ábra. Elektromosan meghosszabbított függőleges sugárzókon végzett mérések:
a) a rezonanciafrekvencia mérése grid-dip mérővel; (b) a talpponti impedancia mérése antennascope-pal

Most felvetődik a kérdés, hogyan illeszthetjük az R_{bem} bemeneti ellenállást a tápkábel Z_0 hullámellenállásához. Mindenekelőtt meg kell állapítanunk R_{bem} értékét, amit legegyszerűbben egy impedanciamérő híddal tehetünk meg (lásd a 31. fejezetben az antennascope ismertetését). A számítások csak közelítő értékeket szolgáltatnak, mert általában csak becslést adhatunk a veszteségi ellenállásokra, amelyekről tudjuk, hogy benne vannak a bemeneti ellenállásban. Az antennaszkópot a 19.42.(b) ábra szerint a tápkábel helyére kell bekötni. A mérőhidat a mindenkori megállapított rezonanciafrekvenciával tápláljuk. Előfordul, hogy szórt terek következtében nem kapunk egyértelmű nullát a híd átlójában.

Legtöbbször úgy segíthetünk magunkon, hogy párhuzamosan kapcsolunk egy legalább 2000 Ω nagyságú indukciómentes ellenállást (az ábrán szaggatott vonallal rajzoltuk be), mert ez csak elhanyagolható mértékben befolyásolja a mérési eredményt. Ha a mért bemeneti ellenállás csak kismértékben tér el a tápkábel hullámellenállásától, nem érdemes külön gondoskodni pontos illesztésről, és ilyenkor közvetlenül táplálhatjuk ebben a sávban a sugárzót. Minden más esetben a legegyszerűbb egy reaktanciatranszformátorral létrehozni az illesztést.



19.43. ábra. A reaktanciatranszformátor ($R_{pár}>R_{sor}$)

A 19.43. ábrán látható L-hálózat mint reaktanciatranszformátor működik. A két ellenállás közül a nagyobbik mindig a párhuzamos ágban van, ezért jelöltük $R_{pár}$ betűkkel. Az R_{sor} kisebbik ellenállás értelemszerűen a soros ágban van. Ez azt jelenti, hogy amikor a sugárzó R_{bem} talpponti ellenállása nagyobb a tápkábel Z hullámellenállásánál, $R_{bem}=R_{pár}$, tehát az A ponthoz kell csatlakoztatni az antennát; a kábel belső vezetőjét ekkor a B ponttal kötjük össze. Az ellenkező ($Z_0>R_{bem}$) esetben a kábel Z ellenállása veszi át $R_{pár}$ helyét, és az antennát most a B ponthoz csatlakoztatjuk ($R_{bem}=R_{sor}$).

E bevezető magyarázat után most számítsuk ki az X_{sor} induktív és az $X_{pár}$ kapacitív ellenállást.

Ehhez mindenekelőtt ismernünk kell az üzemi jósági tényező

$$Q=\sqrt{\frac{R_{\text{pár}}}{R_{\text{sor}}}-1} \qquad (19.12)$$

értékét. Ebből azt kapjuk, hogy az X_{sor} induktív ellenállás

$$X_{\text{sor}}=QR_{\text{sor}}, \qquad (19.13)$$

az $X_{\text{pár}}$ kapacitiv ellenállás pedig

$$X_{\text{pár}}=\frac{R_{\text{pár}}}{Q}. \qquad (19.14)$$

Példa. Egy függőleges sugárzó talppontjában $R_{\text{bem}}=10\ \Omega$ ellenállást mértünk, a tápláláshoz 50 Ω-os koaxiális kábelt akarunk felhasználni. $R_{\text{bem}}<Z$, tehát $R_{\text{bem}}=R_{\text{sor}}$ és $Z=R_{\text{pár}}$.

Így hát az antennát a B ponthoz, a tápkábelt az A ponthoz csatlakoztatjuk. A (19.12) egyenlet szerint

$$Q=\sqrt{\frac{50}{10}-1}=\sqrt{4}=2.$$

A (19.13) képletből

$$X_{\text{sor}}=2\cdot 10=20\ \Omega,$$

a (19.14) képletből pedig

$$X_{\text{pár}}=\frac{50}{2}=25\ \Omega.$$

Most a 6.19. ábráról leolvashatnók a frekvencia függvényében a 20 Ω induktív ellenálláshoz szükséges induktivitást, a 6.20. ábráról pedig a 20 Ω kapacitív ellenállásnak megfelelő kapacitást. Csakhogy ezek a diagramok nem foglalnak magukban minden szükséges értéket, de a következő képletek felhasználásával majdnem épp olyan gyorsan célhoz érünk, és pontosabban is kapjuk meg a kívánt eredményeket:

$$L=0{,}159\frac{X_{\text{sor}}}{f} \qquad (19.15)$$

és

$$C=\frac{159\,000}{X_{\text{pár}}f}. \qquad (19.16)$$

A fenti képletekben L μH-ben, C pF-ban, f MHz-ben és X Ω-ban értendő.

Az ismertetett reaktanciatranszformálások semmiképpen sem szorítkoznak a hosszabbító tekercsekkel ellátott, átkapcsolható többsávos antennákra, és ezeken túlmenően minden aszimmetrikus függőleges sugárzóra alkalmazni kell őket.

Ezekre az átkapcsolható többsávos függőleges antennákra aligha lehet általános recepteket adni, mert sok változó mennyiséget kell figyelembe vennünk. A grid dip mérő, antennascope és esetleg egy reflektométer birtokában (lásd a 31. és 32. fejezetet) azonban nem nehéz az itt ismertetett módon több amatőrsávnak megfelelően illeszteni a függőleges sugárzót. A sugárzók szokásos hossza 5...10 m, főként 7 m. A sugárzó talppontjában elhelyezett illesztőtagok mechanikai átkapcsolása nem kényelmes megoldás, ezenkívül veszteségeket is okoz, úgyhogy a helyhez kötött berendezésekhez általában más (például a 19.38. ábra szerinti) soksávos függőleges antennát célszerű inkább megépíteni. A mozgóállomásokon azonban általában igen nagy mértékben rövidített függőleges sugárzókra van szükségünk, úgyhogy ilyen esetekben rá vagyunk utalva a hosszabbító tekercsekre és az L-hálózatokra.

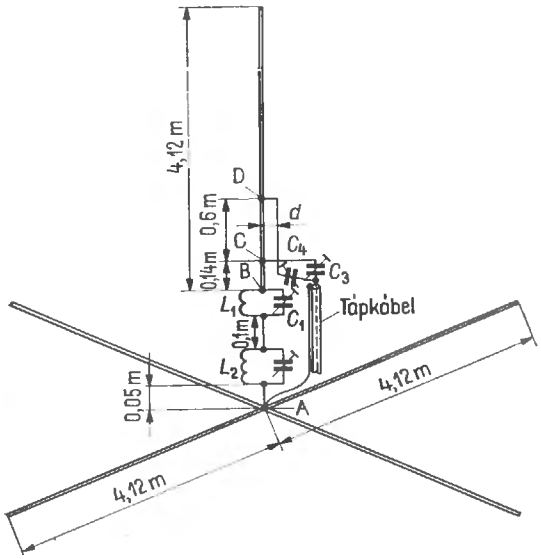
19.6.5. Soksávos rezgőkörökkel ellátott, függőleges soksávos antennák

Kézenfekvőnek látszik a soksávos groundplane felépítésében is felhasználni a soksávos elemek elvét, amely a VK 2 AOU-féle háromsávos beam (lásd a 18.2. alfejezetet) és a VK 2 AOU-féle háromsávos quad (lásd a 18.10. alfejezetet) antennákban már olyan jól bevált. Ezt a gondolatot VK 2 AZN sikeresen valósította meg.

19.6.6. Többsávos rezgőkörökkel ellátott, háromsávos groundplane a 10, 15 és 20 m-es sávra

A 19.44. ábrán változatosan felrajzolt háromsávos groundplane konstrukciójában 4,12 m szabad hosszúságú függőleges sugárzókkal és négy ugyanilyen hosszú radiállal is beérhetjük. Ezekkel a méretekkel a sugárzó rezonanciája 20 és 15 m közé esik. Le is lehetne csökkenteni a sugárzó és a radiálok hosszát, mégpedig 3,35 m-ig, de ekkor a hatásfok is csökkenne, és ennek megfelelően meg kellene változtatni a két soksávos rezgőkört. Ajánlatos ezért inkább megtartani a VK 2 AZN által már kipróbált méreteket.

Valamennyi antennaelem 25 mm átmérőjű könnyűfém csőből készül. A csövek átmérője és profilja nem lényeges. A függőleges rész talppontjában egymással sorbakapcsolt L_1—C_1 L_2—C_2 párhuzamos rezgőkörök hozzák létre a függőleges rész

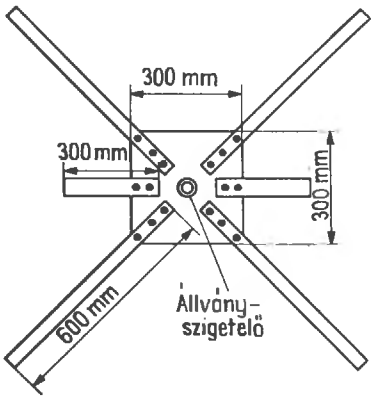


19.44. ábra. A háromsávos groundplane vázlatos felépítése többsávos rezgőkörökkel

és a radiálok soksávos rezonanciáját. Az L_1 induktivitás egy 165 mm hosszú (2,0...2,5 mm átmérőjű) és félkör alakúra behajlított huzal. Ugyanilyen huzalból két menetet tartalmazó tekercs az L_2 induktivitás; a tekercs átmérője 38 mm, hossza 13 mm. L_2 és a középső A csatlakozási pont közötti összekötő vezeték 50 mm hosszú; az L_2 és L_1 közötti vezető hossza 100 mm. A C_1 (160 pF) és C_2 (60 pF) kapacitások légtrimmerek, vagyis a megfelelő, nem változtatható kapacitású kondenzátorokból és légtrimmerből összeállított egységek, és a szokásos módon műanyag burkolattal kell körülvenni őket, hogy védve legyenek az időjárási viszontagságok ellen.

A koaxiális tápkábelt induktív csatolással lehetne az L_1 és L_2 tekercsekhez illeszteni. VK 2 AZN azonban olyan módszert talált ki, amely mechanikailag előnyösebb ennél, de elektromosan is kifogástalan, és amely elvileg a gamma-illesztésnek felel meg (lásd a 6.3. alfejezetet). A tápkábel külső vezetőjét a középső A ponttal kell összekötni. Szorosan a belső vezető mellett van a C_3 (55 pF-os) és a C_4 (52 pF-os) légtrimmer. A C_3 hozza létre 28 MHz-en az illesztést, és egy kissé kényes a beállítása. A C_4 kondenzátoron keresztül illesztjük 14 és 21 MHz-en a koaxiális kábelt; itt aránylag széles a rezonancia. A függőleges rúdon C_3 kondenzátor és a C pont közötti vezeték vastag huzalból készítendő el, és lehetőleg minél rövidebbnek kell lennie. A B—C távolság körülbelül 140 mm (nem kritikus). Amikor a C_4 kondenzátort összekötjük a D ponttal, ügyeljünk arra, hogy a függőleges elemmel párhuzamosan haladjon ez a vezeték. A d távolságnak minél kisebbnek kell lennie, hogy 14 MHz-en jó illesztést kapjunk. Ha viszont túlságosan kicsi a d távolság, 28 MHz-en nagyon megnő az állóhullámarány. Kedvező kompromisszumnak bizonyult a $d = 20$ mm érték. A D ponthoz csatlakozó gammavezetéket mechanikailag úgy kell felszerelni, hogy tartósan párhuzamos legyen a függőleges sugárzóval.

A mechanikai felépítéshez VK 2 AZN a 19.45. ábra szerinti keményfa szerkezetet vette alapul. A 25 mm vastag, négyszögletes alaplap fából vagy megfelelő műanyagból készíthető el, oldala 300 mm. Mint a rajzon látjuk, ehhez az alaplaphoz csavarokkal hozzáerősítünk négy — egyenként 600 mm hosszú, 80 mm széles és 50 mm vastag — lécet, hogy négy tartókart kapjunk a négy csőszerű radiál részére. Két további, körülbelül 300 mm hosszú faléccel vagy műanyag csíkkal rögzítjük a rezgőköri elemeket és a táprendszert. Az alaplap közepén van a függőleges rudat tartó támszigetelő.



19.45. ábra. Fából összeállított tartókeret a háromsávos groundplane antennához

E szigetelőnek elektromosan nem kell különösen szigorú követelményeket kielégítenie, mert a függőleges sugárzó talppontjában csak kisebb nagyfrekvenciás feszültségek lehetnek. Hogy kellő merevséget kapjon a függőleges antennaelem, négy irányban kitámasztjuk. A négy támasz a talpponttól körülbelül 1,20 m távolságban csatlakozik a függőleges elemhez, a négy radiálon pedig a középponttól szintén 1,20 m-re rögzítendő. Ha a támaszok helyett feszítőhuzalokat alkalmazunk, ezeket a fémhuzalokat legalább 0,6 m után meg kell szakítani elektromosan egy-egy diószigetelővel.

Az előzetes beállításokhoz még nem kötjük be a táprendszert, és először csak egy dipmérő alapján hangolunk. Abból indulunk itt ki, hogy a radiálok legalább 0,3 m-re vannak a földtől. A dipmérőt az L_1, illetve L_2 tekercshez csatoljuk. L_1 változtatásával elsősorban a 14 MHz-es rezonanciát befolyásoljuk. Az L_2 induktivitással és a C_1 kapacitással 21 MHz-en létesítünk rezonanciát, C_2 főként 28 MHz-en érvényesül. Bizonyos kölcsönhatások persze vannak a beállítások között.

Mindenekelőtt állítsuk be C_1 értékét 160, C_2 értékét pedig 60 pF-ra. A dipmérőről leolvasott három rezonanciafrekvencia normális körülmények között ekkor már benne van a három amatőrsávban, vagy legalábbis közel van a sávhoz. A kívánt sávfrekvenciákat ezután az L_1, C_1, L_2, C_2 hangolóelemek egyenkénti változtatgatásával állítjuk be. Amikor megvagyunk ezzel, bekötjük a táprendszert. A C csatlakozásnak 140 mm-rel a B pont fölött kell lennie. A B—D távolság 740 mm. A C_3 kapacitást először 55 pF-ra, a C_4 kapacitást pedig 52 pF-ra állítjuk. A 31.2.2. pont szerinti reflektométerrel mint jelzőműszerrel mindhárom sávban jól beállíthatjuk az optimális illesztést, egyúttal a sugárzó rezonanciáinak finombeállítását is elvégezhetjük.

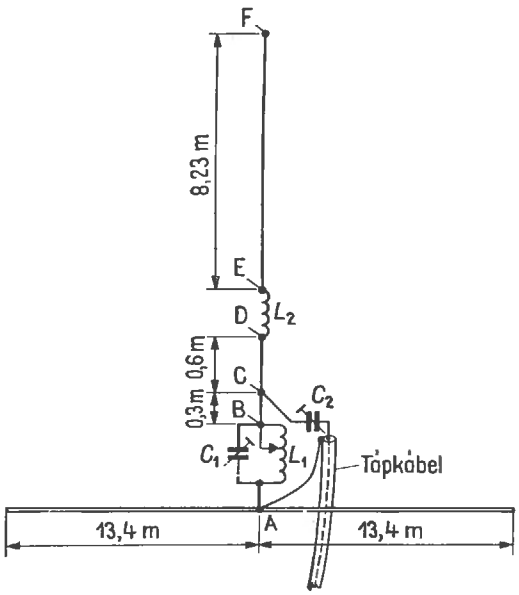
Az antenna táppontjában vagy a táppont közvetlen közelében csatoljuk be a tápkábelbe a műszert. Az üzemi adót először a 14 MHz-es sávban hangoljuk rá a kívánt rezonanciafrekvenciára, és a megfelelően csökkentett adóteljesítménnyel ezen a frekvencián gerjesztjük az antennát. A visszafutás jelzésének megfelelően bekapcsolt reflektométerő most többé-kevésbé nagy visszaverődést jelez. Ekkor bedugunk egy ferritrudat az L_2 tekercsbe: ha ezáltal csökken a mért állóhullámarány, meg kell növelnünk L_1 értékét, ellenkező esetben pedig csökkentjük ezt az induktivitást. Ezt követően C_4 értékét szintén a lehető legkisebb állóhullámaránynak megfelelően állítjuk be.

Most beállunk az adóban a 21 MHz-es sáv kívánt rezonanciafrekvenciájára, és ezen a frekvencián gerjesztjük az adóval az antennát. C_1 értékét annyira elállítjuk, hogy újra a lehető legkisebb legyen az állóhullámarány, ami azt jelenti, hogy 21 MHz-en korrigáltuk a rezonanciát. Utána 28 MHz-cel gerjesztjük a rendszert, és újra beállítjuk C_2 értékét az állóhullámarány minimumára, majd a C_3 kapacitással még tovább csökkentjük ezt a minimumot.

Minthogy a beállítások mind visszahatnak egymásra, az egész behangolási eljárást újra meg újra el kell végezni mindaddig, amíg mindhárom sávban optimumot kapunk. Ekkor a kondenzátorok utánállítására szorítkozunk, és először mindig a C_1 és a C_2 kondenzátorral utánaállítjuk a rezonanciát, és csak utána helyesbítjük a C_4 és a C_3 kapacitással az illesztést. Az L_2 induktivitást, továbbá a C vagy D megcsapolást csak kivételesen kell megváltoztatnunk.

19.6.7. Többsávos rezgőkörökkel ellátott, kétsávos groundplane a 80 és 40 m-es sávokra

A háromsávos groundplane-antennával soksávos rezgőkörök alapján elért jó eredmények figyelembevételével VK 2 AZN a 80 és a 40 m-es sávra egy kétsávos változatot is kidolgozott. Ez a változat csak két, egyenként 13,40 m hosszú radiált tartalmaz, és a függőleges sugárzó teljes hossza itt kereken 9,15 m.



19.46. ábra. Kétsávos groundplane 80 és 40 m-re

Az antenna felépítésének vázlatos rajza a 19.46. ábrán látható. Egyetlen L_1—C_1 párhuzamos rezgőkörre van itt szükség. Az L_2 hosszabbító tekercsre azért van itt szükség, hogy induktív úton 13,40 m elektromosan hatásos hosszra lehessen hozni a függőleges részt. Az L_2 tekercs 2,0...3,0 mm vastag lakkozott rézhuzalból nyolc menetet tartalmaz, átmérője 60 mm, hossza pedig 35 mm.

A sugárzó szabad, *E*—*F* szakasza 8,23 m hosszú, de szükség esetén rövidebbre is vehető; az utóbbi esetben meg kell növelni az L_2 induktivitást, és a hatásfok csökken. *E*—*F* esetleges meghosszabbítása javítja a hatásfokot, és ez azt jelenti, hogy az L_2 induktivitást kisebbre kell venni.

A rezgőköri L_1 tekercsnek 18 menete van, a huzal átmérője 2,0...2,5 mm. Magának a tekercsnek az átmérője 60 mm, hossza 65 mm. Bordás kerámia tekercstesten célszerű elkészíteni. Hogy a behangolás során még változtatni lehessen az induktivitást, a 18 menettel kissé túlméreteztük az L_1 tekercset. VK 2 AZN antennájában az optimális beállítások során rövidre kellett zárni a *B* pont utáni négy menetet, úgyhogy tulajdonképpen csak 14 menet vett részt a rezgőköri induktivitásban. A C_1 kondenzátor itt is légtrimmer, teljes kapacitása körülbelül 100 pF, és a beállítások elején 45 pF-ra kell beállítani az értékét.

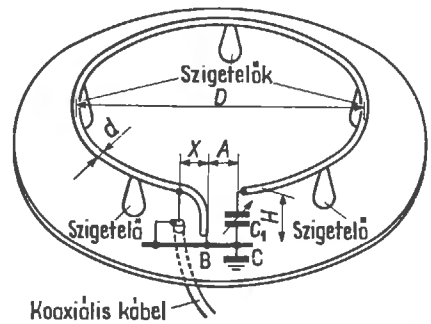
A behangoláshoz egy grid dip mérőt csatolunk az L_1 tekercshez, és a C_1 kapacitással beállítjuk a 7 MHz-es sávnak megfelelő rezonanciát. A 3,5 MHz-es sávnak megfelelő második rezonanciapontot L_1 megfelelő meneteinek rövidrezárásával korrigáljuk. Amikor a két rezonancia nagyjából már rendben van, bekapcsoljuk a táprendszert. A tápkábel külső vezetőjét az *A* pontra kapcsoljuk, és a körülbelül 150 pF végkapacitású C_2 légtrimmert, amelyet közvetlenül a belső vezetőnél kell elhelyezni, először 85 pF-ra állítjuk be. Ezt a C_2 kondenzátort a gamma-vezeték a *B* pont fölött 300 mm-rel levő *C* ponttal köti össze.

A rezonancia és az illesztés végleges beállításához az antenna táppontjának közvetlen közelében egy reflektométert helyezünk el. Az üzemi adót először a 80 m-es sávban állítjuk be a kívánt frekvenciára, és ezzel gerjesztjük a rendszert. A szükséges hangolási irány meghatározásához egy ferritrudat dugunk az L_1 tekercsbe. Ha ezáltal csökken a visszavert hullám viszonylagos nagysága, növelnünk kell az L_1 induktivitást, vagyis *B* irányban kell eltolni a rövidzárt. Ellenkező esetben több menetet kell rövidrezárnunk. Amikor ily módon már minimumra állítottuk be az állóhullámarányt, C_2 megfelelő változtatgatásával még tovább csökkenthetjük ezt a minimumot. Ugyanezt a hangolási eljárást a 40 m-es sávra áthangolt adó frekvenciájával is elvégezzük, a rezonanciát C_1 változtatásával állítjuk be, az illesztést pedig C_2 változtatásával helyesbítjük. Az egész hangolási eljárást addig ismételgetjük, míg végül mindkét frekvencián megkapjuk a rezonanciát és a lehető legjobb illesztést. Ha a két frekvencián, vagyis 3,5 és 7 MHz-en nem egyezik C_2 optimális beállítása, valamilyen kompromisszummal kell beérnünk, vagyis az állóhullámarány két minimuma között úgy állítjuk be a C_2 kapacitást, hogy mindkét sávban még elfogadható legyen az illesztés.

E kétsávos antennával is jó eredményeket sikerült elérni, úgyhogy ha korlátozottak a helyviszonyok, feltétlenül érdemes megpróbálkozni a megépítésével. Természetesen több radiált is alkalmazhatunk, azt azonban eddig még senki sem vizsgálta meg, hogy a radiálok számának csökkentése vagy növelése hogyan befolyásolja az antenna sugárzási diagramját.

19.7. A DDRR-antenna

A szokásos kivitelezésű sugárzók köréből teljesen kívül esik a DDRR-antenna. Egy újszerű megoldásról van itt szó, kidolgozója *J. M. Boyer*, W 6 UYH (DDRR az angol Directional Discontinuity Ring Radiator kifejezés rövidítése). Szerkezeti felépítését tekintve egy kör alakú vízszintes földelőlemez (körtárcsa) fölött $H = 0{,}007\lambda$ magasságban ugyancsak vízszintesen elhelyezett, gyűrű alakú sugárzóból áll (19.47. ábra). A gyűrű *D* átmérője $0{,}078\lambda$, tehát kerületének hossza pontosan $0{,}25\lambda$, úgyhogy a rövidülés és a végkapacitás figyelembevételével negyedhullámú rezonanciát kapunk. A C_1 forgókondenzátor lehetővé teszi a sugárzó frekvenciájának finombeállítását.



19.47. ábra. A DDRR-antenna vázlatos felépítése

Az ábrán feltüntetett koaxiális tápkábelhez gamma-illesztést alkalmazunk (lásd a 6.3. alfejezetet), és e kábel külső vezetőjét a földelőlemezzel kötjük össze. A belső vezető bekötéséhez megkeressük a gyűrűn azt a pontot, amelynek impedan-

ciája megegyezik a kábel hullámellenállásával. E megcsapolási pont helyes kijelölésével bármilyen koaxiális kábelt a sugárzóhoz illeszthetünk.

Meglepő, hogy lényegében vízszintes elrendezése ellenére ez az antenna egyértelműen függőleges polarizációval sugároz. Körsugárzó révén a polarizáció és a sugárzási viszonyok szempontjából a negyedhullámú groundplane-antennának felel meg, jóllehet az utóbbi magassági kiterjedésének csak egy tört részét éri el. Rendkívül csekély szerelési magassága és csekély felületi kiterjedésénél fogva ez a DDRR-antenna a térbelileg korlátozott felépítési lehetőségekkel rendelkező amatőr részére is számításba jön, ezenkívül a 20, 15 és 10 m-es sávokban működő mozgó állomásokhoz alkalmazható. E gyűrűs antenna alkalmazásáról a rövidhullámú amatőrgyakorlatban már vannak bizonyos tapasztalatok, és ezek jó üzemi tulajdonságokról tanúskodnak.

A DDRR-antenna Q_s sugárzási ellenállása a mérések és a számítások szerint csak 0,3 Ω, vagyis rendkívül kicsi, úgyhogy a veszteségi ellenállások R_v összegét a lehető legkisebb értéken kell tartanunk ahhoz, hogy még elfogadható legyen a hatásfok. Ezért a gyűrű alakú vezetőt rézből vagy alumíniumból úgy kell elkészítenünk, hogy minél nagyobb legyen a felülete (szkinhatás!), és a tartószigetelőket és forgókondenzátort a minél kisebb veszteségű, kitűnő minőségű elemekből kell kiválasztani. Minthogy pedig a hangolókondenzátor feszültségmaximumban van, ezenkívül nagy átütési szilárdság is szükséges. Ezért minden bizonnyal a legelőnyösebb a teljes egészében levegőszigetelésű, egymással párhuzamosan elhelyezett és elforgatható véglemezekből kialakítani a hangoló kapacitást. Kis kerületű gyűrűhöz nem ajánlatos nagy kapacitású hangolókondenzátort alkalmazni, mert a kapacitív végterhelés növekedésével rohamosan csökken a sugárzó hatásfoka.

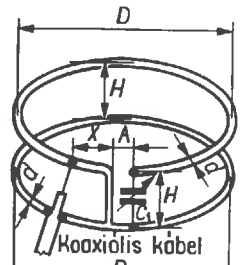
A jó hatásfok előfeltétele ezenkívül — akárcsak a groundplane esetében — a jó nagyfrekvenciás föld. A DDRR-antenna prototípusában ezt a földet egy jó felületi vezetésű, kör alakú és síkfelületű fémtárcsa alkotja. D' átmérőjének legalább 25%-kal nagyobbnak kell lennie a gyűrű alakú vezető átmérőjénél. A függőleges síkban a kisugárzott nyaláb emelkedési szöge annál kisebb, minél nagyobb a gyűrű átmérőjéhez képest a földelőlemez. A földelőlemez megnövelése azt jelenti, hogy a 0,25λ hosszú radiálok számát is lehetőleg meg kell növelni. Ezeket a radiálokat a körtárcsa kerületéből kiindulva sugarasan kell elhelyezni, és nagyon ügyelni arra, hogy jó fémes érintkezés jöjjön létre a radiálok és a tárcsa között.

A 10 és 15 m-es, nagyobb frekvenciájú amatőrsávokra aligha okoz különösebb anyagbeszerzési nehézségeket a DDRR-antenna megépítése. Még abban az esetben is azonban, ha nagyon korlátozottak a felépítési lehetőségek ebben a két tartományban, nagyjából ugyanazzal a ráfordítással egy groundplane is megépíthető, márpedig a teljes λ/4 magasság esetében ez utóbbi nagyobb hatásfokkal működik, és — mint a mérések is igazolják — kereken 2,5 dB-lel jobb a gyűrűs sugárzónál. Az ezekben a sávokban működő mozgó állomásokon azonban vitathatatlanok a DDRR-antenna mechanikai előnyei.

Mint tudjuk, a rövidhullámú amatőrgyakorlatban különösen nagy nehézségeket okoz a 80 és a 40 m-es sávban jó hatásfokkal sugárzó antennák kiválasztása és megépítése. Ahhoz nincs mindig elég hely, hogy vízszintes irányban egy teljes hosszúságú dipólust kifeszíthessünk. Még abban az esetben is, amikor bőven van helyünk, csak ritkán találunk az antenna felszereléséhez elég nagy magasságban levő kitámasztási pontokat.

A 80 m-es groundplane aránylag kis helyet igényel, ezenkívül az az előnye is megvan, hogy körsugárzó. De hát ki volna képes egy pontosan 20 m magas függőleges sugárzót felállítani? A 80 m-es sávban használható DDRR-antenna viszont csak $H = 70$ cm magas, de mindenesetre egy körülbelül 7 m átmérőjű földelő fémlemez is kell hozzá, és ez bizonyára csak kivételesen, például egy lapos bádogtető alakjában állhat rendelkezésünkre. Kiderült azonban, hogy ez a lemez egy további, ugyanakkora fémgyűrűvel is helyettesíthető, és ebben az esetben a 19.48. ábra szerinti felépítést követhetjük. Ez a megoldás a 80 m-es amatőr részére is vonzóvá teheti a DDRR-antennát.

A 19.4. táblázatban közölt méretezési adatok



19.48. ábra. A módosított DDRR-antenna vázlatos rajza (a köztartó szigetelőket nem rajzoltuk be)

19.4. táblázat. Méretezési adatok a 19.47. és 19.48. ábra szerinti DDRR-antennákhoz

Amatőrsáv	Méretek mm-ben					C_1 pF-ban
	D	*H*	*A*	*d*	*X*	
80 m	5500 (6200)	650	300	20	2000	100
40 m	2800 (3280)	350	150	14	1000	75
20 m	1400 (1660)	160	75	10	500	50
15 m	1015 (1180)	120	50	8,5	300	33
10 m	700 (810)	80	50	7	150	25

mindkét változatra érvényesek. A 19.48. ábra szerinti egyszerűsített változatban a földelőgyűrű ugyanakkora, mint a sugárzó gyűrűje. A *H* távolság a szükséges minimum; ha megnöveljük, kissé nagyobb hatásfokot kapunk. Az *X* méretre csak irányértéket közlünk. A koaxiális kábel csatlakozási pontjának optimális helyét csak a behangolás során kapjuk meg. A gyűrű *D* átmérőjére megadott méretek a legkisebb értékek, úgyhogy ajánlatos kissé nagyobbra venni őket, hogy minél kisebb végkapacitásra legyen szükség; ezáltal egy kissé megjavítjuk a hatásfokot is. A 19.4. táblázatban zárójelben levő *D*-értékek figyelembe veszik ezt a körülményt, és úgy szabják meg a gyűrű átmérőjét, hogy nagyon kis végkapacitásokkal lehessen megkapni a rezonanciát.

Ami a vezetők *d* átmérőjét illeti, ezt általában minél nagyobbra kell vennünk, mert a rendkívül csekély sugárzási ellenállás következtében lényegesen csökkenthetik a rézveszteségek a hatásfokot. Ugyanakkor viszont a vékony vezetők lecsökkentik a DDRR-antennáknak amúgy is eleve kis sávszélességét. A 19.4. táblázatban közölt *d* átmérők rézre, illetve tiszta alumíniumra vonatkoznak, és minimumoknak tekintendők. A szkinhatással előidézett frekvenciafüggő veszteségi ellenállás mindig körülbelül 0,16 Ω. Ez azt jelenti, hogy például 0,3 Ω sugárzási ellenállásnak $\eta = 60\%$ hatásfok fog megfelelni.

Ha nehézségeink vannak az antenna vezetőjének behajlításával, egyenes vezetőkből sokszög alakban is kiképezhetjük a gyűrűt.

A DDRR-antenna behangolásához mindenekelőtt válasszuk le a tápvezetéket. A földelt ág hajlatában becsatoljuk a dipmérőt, és megmérjük vele, majd C_1 változtatgatásával korrigáljuk a rezonanciafrekvenciát, és addig ismételgetjük az eljárást, amíg be nem állítottuk az amatőrsáv belsejében a kívánt frekvenciát. Ezután bekötjük a tápkábelt, és az előzőleg már megállapított rezonanciafrekvenciával gerjesztjük az antennát. A kábel belső vezetőjének csatlakozási pontját (az *X* szakaszt) addig változtatgatjuk, míg meg nem kapjuk a gyűrű alakú vezető mentén azt a pontot, amelynek felhasználásával a tápvezetékbe becsatolt reflektométer a legkisebb állóhullámarányt mutatja. E pontban stabilan és jó fémes érintkezéssel rögzítjük a kábel belső vezetőjét. Az amatőrsávon belül ezután már csak C_1 felhasználásával változtatjuk a frekvenciát.

A reflektométernek mint üzemi mérőkészüléknek mindig bekapcsolva kell lennie, mert mint ellenőrző műszer egyúttal C_1 rezonanciabeállítására is szolgál. A rezonancia akkor következik be, amikor a legkisebb a hullámosság.

A 19.48. ábra szerinti DDRR-antennával kapcsolatos gyakorlati tapasztalatairól DJ 2 RE számolt be. Ő a 19.4. táblázat alapján a 10 m-es sávra méretezte a kísérleti antennát, a két gyűrűs vezetőt 7 mm külső átmérőre rézhuzalból készítette el. Az antenna finombeállításához két, egymáshoz képest elbillenthető (60 mm × 60 mm méretű) rézlemezt helyezett a felső gyűrű melegvégére, illetve ezzel szomszédosan az alsó gyűrűre (C_1). Összehasonlításul egy forgatható, háromelemes iránysugárzója volt a talaj fölött 12 m magasságban. A DDRR-antenna 9 m-rel volt a föld fölött. Alsó gyűrűje csak a kábelköpenyen keresztül volt leföldelve. A vételi kísérletek során rögtön világosan fel lehetett ismerni a DDRR-antenna kördiagramját; a vételi jelek átlagosan 2*S* fokozatokkal voltak gyengébbek a forgatható iránysugárzó jeleinél, és az utóbbi sugárzó antennanyereségére megadott érték kereken 8 dB. Adóüzemben 150 W-ra korlátozott bemeneti teljesítménnyel összesen 125 távíró- és SSB-összeköttetést sikerült létesíteni, és ezen belül minden világrész és minden W-hívójeltartomány megtalálható.

A kísérleti eredmények kiértékelésével DJ 2 RE arra a megállapításra jut, hogy csekély méreteivel a DDRR-antenna rendkívül használhatónak bizonyul, és legalábbis a megvizsgált frekvenciatartományban semmiképpen sem tekinthető már segédantennának. A kis távolságok áthidalására — akárcsak a groundplane-antenna — kevésbé látszik alkalmasnak.

Kétsávos üzem is megvalósítható, mégpedig mindig a kisebb frekvenciájú amatőrsáv használható. Például a 10 m-es sávra optimálisan méretezett DDRR-antenna a 15 m-es sávban is még működtethető. Ilyenkor azonban számolni kell azzal, hogy a 15 m-es üzemben kisebb lesz a hatásfok. Hogy a kisebb frekvenciájú sávban is még be lehessen állítani a C_1 kondenzátorral a rezonanciát, olyan kondenzátort kell itt alkalmazni, amelynek végkapacitása körülbelül ötször nagyobb a 19.4. táblázatban megadott értéknél. Magától értetődik, hogy ezt a forgókondenzátort meg kell védeni az időjárási viszontagságok ellen. Minthogy egysávos üzemben is ajánlatos egy kissé utánaállítanunk a C_1 kondenzátort, amikor a sávon belül áttérünk más frekvenciára, ennek a kondenzátornak távműködtethetőnek kell lennie. Több lehetőség is kínálkozik erre: kötéltárcsára helyezett húzókötél, rugalmas tengely és szinkro.

A Northorp International cég nagyobb mennyiségekben alkalmazza iparszerű felhasználásra a szabadalmaztatott DDRR-antennát. Az eddig megvalósított gyűrűk átmérője 1500 m-t is elér (kilométeres hullámú antennák). Alakja miatt a DDRR-antennát egyesek hula-hoop antennának vagy egyszerűen gyűrűantennának is nevezik.

20.

A megfelelő rövidhullámú antenna kiválasztása

A kezdőnek a következőkben felsorolt antennák valamelyikét ajánljuk megépítésre, mivel ezek mind kipróbált, részletesen leírt, korszerű típusok, és teljesítőképességük arányban van a ráfordított munkával és költségekkel.

Kis emelkedési szögű és csekély helyszükségletű *körsugárzók* a 10, 15, 20 és 40 m-es sávra: groundplane-antennák (kritérium: talajviszonyok, szabad környezet).

Kevésbé éles irányhatású és kis nyereségű, *minden sávban használható antennák* a DX-sávokra: W 3 DZZ huzalos antennája, T 2 FD-sugárzó (kritérium: lezáróellenállás).

Olcsó, de nagy nyereségű *iránysugárzók*. Két fő sugárzási irányú, széles sávú sugárzók a 10, 15, 20 és 40 m-es sávra: lazy-H (kritérium: szerelési magasság).

Igen nagy helyszükségletű, de minden irányban nagy nyereségű *iránysugárzók;* minden sávban használható antenna a V alakú csillagantenna.

Nagy antennanyereségű, forgatható *iránysugárzók* a 10, 15 és 20 m-es sávra: HB 9 CV forgatható iránysugárzója, háromelemes Yagi-antenna, cubical quad (swiss quad, bird cage).

A 80 m-es sávra nehéz megnevezni egy kifejezetten DX-sugárzót, mert erre a célra a nagy antennanyereség eléréséhez szükséges nagy huzalhossz és szerelési magasság többnyire felülmúlja a rövidhullámú amatőr képességeit. A 80 m-es sávban DX-re vadászó amatőrök általában hosszú, vízszintes huzalokkal dolgoznak; aki teheti, V-antennát használ. Akinek megfelelő szerelési lehetőségei vannak, de a nagyobb költségeket és munkát kerülni akarja, jó sugárzóra bukkan a kereken 40 m fesztávolságú, félhullámú dipólusban.

A legtöbb esetben azonban minden sávban használható, például W 3 DZZ-antennákra törekszünk, vagyis olyanokra, amelyek a 80 m-es sávban még megfelelnek valahogy, ugyanakkor a többi sávban jól beválnak.

20.1. A DX-vadászok legjobb antennája

A világ DX-bajnokai arra a körkérdésre, hogy véleményük szerint melyek a legeredményesebben használható antennarendszerek, feltűnő egyetértésben a következő válaszokat adták (a QST 1964 januári számában közzétett beszámoló szerint):

— A legjobb DX-sugárzó a cubical quad.

— A DX-szakértők körében leginkább a három elemet tartalmazó, forgatható, egysávos Yagi-antenna terjedt el.

— A legjobb DX-eredményeket csak forgatható antennával érhetjük el.

— A mereven felállított antennák, többek között a függőleges sugárzók aránylag gyenge eredményeket szolgáltatnak.

— A szerelési magasság fontosabb, mint az antennatípus.

— A kedvező felállítási hely (például igen jól vezető talaj, kedvező topográfiai viszonyok) nagymértékben kiegyenlítheti az egyébként kis teljesítőképességű antennák hátrányait.

E válaszok szerint tehát egyértelműen a quad nevezhető a DX-antennák bajnokának.

Ez a felismerés összhangban van a gyakorlati tapasztalatokkal is, mert egyre többen arra az eredményre jutnak, hogy az igen nagy távolságokat áthidaló forgalomban a quad megelőzi a Yagi-antennákat. Ez azzal magyarázható, hogy a quadantenna függőlegesen elrendezett emeletes rendszer. Ennek következtében a függőleges síkban laposabb szögben sugároz a quad, mint a nyereség szempontjából egyenértékű egyszintes Yagi-antenna. Mint már elmagyaráztuk, a laposan kisugárzott hullámok kevesebb ugrással (az F_2 rétegen kevesebb visszaverődéssel) hidalnak át nagy távolságokat, mint azok a hullámok, amelyeket meredeken sugároz ki az antenna. A lapos sugár tehát kevesebbszer kénytelen áthatolni az ionoszféra nagy csillapítású alsó rétegein és nagyobb erősséggel jelenik meg a nagyon távoli vételi pontban, mint a többször visszavert és ezáltal erősebben csillapított sugárzás.

A körkérdésre adott válaszok szerint a DX-próbálkozások eredményessége szempontjából elsősorban az antennamagasság és a felállítási hely a döntő tényező, ami szintén a függőleges síkban lehetőleg minél kisebb emelkedési szögre irányuló törekvésekkel magyarázható meg.

Mint a 3.12. ábrán láthatjuk, a negyedhullámmal és a negyedhullám páratlan többszöröseivel egyenlő magasságú (például $3\lambda/4$, $5\lambda/4$ magas), vízszintesen polarizált rendszerek nagyrészt meredeken fölfelé sugároznak, és az előnyös lapos sugárzás akkor következik be, amikor az antenna magassága $\lambda/2$ vagy ennek valamelyik többszöröse (1λ, $1{,}5\lambda$ stb.). Ezek az adatok azonban ideális talajviszonyokra vonatkoznak, márpedig az amatőr aligha fog ideális földre bukkanni. A talaj vezetésétől függően a földfelszínhez képest magasabbra vagy mélyebbre kerül az imaginárius föld. A hullámhosszban kifejezett hatásos antennamagasság a talaj vezetésétől függő mértékben mindig nagyobb a talaj felszínétől mért geometriai magasságnál. Ha rosszak a talajviszonyok, esetleg több méter mélyen lehet a földfelszín alatt az imaginárius föld. A rosszul vezető közbenső talajrétegek veszteséges dielektrikumként hatnak, és hővé alakítják át a sugárzási teljesítmény egy részét. Az ilyen kedvezőtlen felállítási helyeket csak úgy lehet megjavítani, hogy a föld felszínén vagy valamivel alatta minél terjedelmesebb földelőhálózatot helyezünk el. Ilyen földelőhálózattal működnek például a műsoradó állomások antennatornyai is.

20.2. A nyereségadatok jelentősége

Az antennanyereség elméleti adat, egy referenciasugárzóval hasonlítja össze az antennát, és csak arról ad felvilágosítást, hogy a referenciasugárzóhoz képest mennyivel sugároz erősebben a fő sugárzási irányban a kérdéses antenna. A nyereségi adat sokszor hiányos is, mert sokan elfelejtik megnevezni hozzá a referenciaantennát. Az összehasonlítás alapja rendszerint a félhullámú dipólus, de a rövid dipólus és a gömbsugárzó is lehet referenciaantenna (lásd a 3.2.3.2. alpontot). Így hát már a referenciaantennától függően is előfordulhatnak 2,15 dB-es eltérések is az antennanyereség adataiban. Amikor például jeles külföldi antennagyárak 9 dB nyereséggel jellemzik háromelemes Yagi-antennájukat, elképzelhető, hogy ez a nyereség gömbsugárzóra vonatkozik. Ha a szokásnak megfelelően félhullámú dipólust veszünk alapul, ugyanerre az antennára már csak 6,85 dB nyereséget kapunk. Ez az érték nagyon jól megközelíti a háromelemes Yagi-antennákkal egyáltalán elérhető maximumot.

Sokszor hibás maga a mérési eljárás is, amellyel meghatározták a mintaantenna nyereségét. Különösen a rövidhullámok tartományában amatőreszközökkel végrehajtott mérések szoktak hibásak lenni, hiszen az antennanyereség kifogástalan meghatározásához szükséges elrendezések lényegesen meghaladják a rádióamatőr lehetőségeit. Mivel pontos mérésekre nem képes, többnyire a gyakorlati üzemben megfigyelt összehasonlító eredményekre támaszkodva állapítja meg az amatőr a nyereséget. Így azonban igen nagyok a hibalehetőségek.

Az amatőrgyakorlat szempontjából a rövidhullámú antennák megítélésében sem a pontos gyári nyereségadatoknak, sem pedig az amatőrök által többé-kevésbé megérzés alapján kihozott antennanyereségeknek nincs különösebb jelentőségük. A gyárak előírt, közel ideális környezetben végzik el a méréseket, az amatőr viszont sohasem fog ilyen környezetben dolgozni; az amatőrmérések eredményei csak meghatározott, nem reprodukálható szerelési viszonyok között és a mérés időpontjában éppen fennálló ionoszféra-állapotra érvényesek. Egy-egy rövidhullámú antenna gyakorlati használhatóságának megítélésében ezért semmiképpen sem szabad döntő szerephez jutnia a megadott antennanyereség nagyságának.

21.

Ultrarövid hullámú antennák

A rádióamatőrnek egy ultrarövid hullámú antenna szűkebb értelemben olyan sugárzót jelent, amely a 2 m-es amatősávban (144 és 146 MHz között) sugároz. Ez a népszerű amatősáv az ultrarövid hullámú műsoradás és a III. tv-sáv közötti helyet foglalja el a frekvenciatartományban, úgyhogy többnyire ugyanolyan alakúak az antennák a három sávban, s csak a fizikai méretekben különböznek egymástól. A modelltörvény szerint át is lehet méretezni például a tv-antennát a 2 m-es sáv frekvenciáira, és ez az átméretezés mindössze a rezonanciafrekvenciát változtatja meg, a többi elektromos tulajdonságot nem érinti. Ily módon a 2 m-es sávban dolgozó rádióamatőr közvetlenül élvezheti a tv-antennák területén elért sokrétű ipari fejlesztéseket. Ezen túlmenően jól felhasználhatók az amatőrantennák összeállításában nagyrészt a szerelési anyagok is, például a kábelcsatlakozó dobozok, az antennaelemeket tartó szerelvények, a csőbilincsek stb., amelyeket robusztus és időjárásálló kivitelezésben állít elő az ipar.

Egy dologban azonban eltérnek a tv-antennáktól megkövetelt elektromos tulajdonságok a 2 m-es amatőrantennák követelményeitől. A tv-antennákat úgy szokás megszerkeszteni, hogy lehetőleg minél szélesebb sávban működjenek, és talpponti ellenállásuk 240 Ω legyen. A vízszintes síkban (az *E* síkban) éles irányhatásra van szükség, melléknyalábok nem engedhetők meg a sugárzási diagramon, és hátrafelé lehetőleg nagy csillapítást kell elérni. A 2 m-es amatőrantenna tervezésében viszont nem nagy szerepe van a sávszélességnek, hiszen ennek a sávnak csak 2 MHz az egész frekvenciaterjedelme, ez pedig minden különösebb fogás nélkül is mindig megkapható. A talpponti ellenállás tekintetében sem köti a rádióamatőrt a 240 Ω szabványosított névleges érték. A sugárzási diagramban megjelenő melléknyaláb és a hátrafelé irányuló sugárzás üzemtechnikai okok miatt általában nem sokat zavar. Az amatőrforgalom gyakorlati szempontjainak figyelembevételével előnyösebb, ha a 2 m-es vízszintes antenna nyereségét nagyrészt a függőleges síkban megvalósított nyalábolással kapjuk meg.

21.1. Az ultrarövid hullámú antennák polarizációja

A rövidhullámok tartományában nincs nagy jelentősége az amatőrantenna polarizációjának, mert az ionoszférán bekövetkező szabálytalan visszaverődések következtében csak ritkán marad meg az eredeti polarizáció. Az ultrarövid hullámokon más a helyzet. Ezek a hullámok nem verődnek vissza az ionoszférán, e helyett inkább egyenes vonalban tovább terjednek. Terjedési útjuk mentén nagyon ritka a polarizáció-változás. Ezért hát azonos polarizációjú adó- és vevőantennára van szükség.

A legerősebben a vízszintes polarizáció terjed (vízszintes sugárzókkal). Az ultrarövid hullámú amatőrállomások majdnem mind vízszintes polarizációval sugároznak, akárcsak az ultrarövid hullámú műsorszóró adók (a II sávban) és általában

a III és a IV/V sávba tartozó tv-adók is. Egy néhány I sávbeli tv-adó, majdnem minden ultrarövid hullámú mozgó rádióállomás (rendőrségi adó stb.) és a helyi forgalomban egy-egy amatőradó függőlegesen polarizált antennával működik. Az elliptikus és a cirkuláris polarizációnak többnyire a rádióasztronómiában van jelentősége.

A következőkben ismertetett ultrarövid hullámú antennák vízszintes polarizációjúak, tehát vízszintesek az elemeik. Ezek az antennák függőleges polarizációval is működtethetők, mindössze úgy kell elforgatni őket, hogy az elemek függőleges helyzetbe kerüljenek. Azzal mindenesetre számolnunk kell ilyenkor, hogy a sugárzási diagram nem lesz már teljesen egyértelmű, mert a fémes tartóoszlopok is függőleges helyzetűek, és megzavarják a sugárzást. Ezért a függőleges polarizációjú, ultrarövid hullámú antennákat általában vízszintes tartókra szokás szerelni. Ezenkívül a dipólus két felének különböző a talajtól mért távolsága, ami szintén kedvezőtlenül befolyásolja az irányjelleggörbe *H* diagramját, ha nem elég magas az antenna.

21.2. Tanácsok az ultrarövid hullámú antennák megépítéséhez és felhasználásához

A szerelési magasság tekintetében az ultrarövid hullámú antennákra is fennáll az a követelmény, hogy „minél magasabbra". Minthogy pedig az antenna magasságát mindig az üzemi hullámhosszban fejezzük ki, ezt a követelményt az ultrarövid hullámú antennákkal könnyen kielégíthetjük. Ha például 10 m-re van a talajtól a 2 m-es antennánk, már 5λ értéket ér el a szerelési magassága. Ha a 20 m-es sávban ugyancsak 5λ magasságú rövidhullámú antennára volna szükségünk, a talaj felett 100 m magasan kellene felszerelnünk a sugárzót!

A jó URH-antennának körülbelül két-három hullámhosszal kell magasabbnak lennie a legközelebbi műtárgyaknál (épületeknél, szabadvezetékeknél stb.). Gazdasági okok miatt azonban nem érdemes túlságosan magas antennapóznákra törekednünk. Ezzel ugyanis főképpen csak annyit érnénk el, hogy egy kissé megnőne a talajhullámok hatótávolsága, az inverziós rétegekkel elérhető terjedést azonban alig befolyásolhatnánk. A talaj, illetve a háztető felett körülbelül 2λ szerelési magasság már elegendő lehet ahhoz, hogy ideálisnak tekintsük vízszintes antennánk sugárzási jelleggörbéjét. Ilyen körülmények között a gyakorlati üzemben is megfelelhet az ultrarövid hullámú antenna a névleges adatoknak. A 2 m-es sávban is, akárcsak a tv-sávokban, az egysíkú Yagi-antennák alakjában megépített hosszsugárzók dominálnak. Legnagyobb előnyük, hogy kevés anyagból egyszerűen megépíthetők. Beválnak ezenkívül a csoportantennák is, amelyeket részben fázisantennának is nevezünk, és amelyeket valamivel több anyag felhasználásával mechanikailag nagyobb nehézségek leküzdése árán valósíthatunk meg. Ugyanakkor a fizikai méretezésre nem nagyon érzékenyek, nagy a sávszélességük, és sugárzási jelleggörbéjük szempontjából különösen jól elégítik ki a gyakorlati amatőrüzem igényeit. Népszerűek a függőlegesen egymás fölé helyezett elemekből álló, vízszintes polarizációjú Yagi-antennák is. Egyszerűbb mechanikai felépítésük ellenére nagyobb a *H* síkban nyalábolás révén a nyereségük; az emeletes Yagi-antennák ezért a sugárzási tulajdonságok tekintetében ugyanolyanok, mint a csoportantennák. Az URH-antennák különleges formái egész sorának kipróbálásával jól elszórakozhat a kísérletezéseket kedvelő rádióamatőr. Általános jelentőségű szerkezeti megoldást azonban mind ez ideig még nem sikerült kidolgozni a 2 m-es amatőrsávra.

21.3. A legcélszerűbb URH-antenna kiválasztása

„Az egyszerűtől a bonyolult felé" — ez lehetne az ultrarövid hullámok kezdő amatőrjének a jelszava, amikor a 2 m-es sávban antennát akar építeni magának. Minthogy aránylag egyszerű eszközökkel nagyon jó sokelemes URH-antennát lehet építeni, sokan beleesnek abba a hibába, hogy éles irányhatású és nagy nyereségű sugárzórendszert építenek maguknak, és csak az üzembe helyezés után jönnek rá, mennyire nem gazdaságos, nem praktikus megoldást választottak.

A 2 m-es sávban lényegesen mások az üzemi viszonyok, mint a rövidhullámok tartományában. Rövidhullámon gyakorlatilag mindig túlságosan is sok állomás között válogathatunk, a 2 m-es sávban viszont csak meghatározott napszakokban bukkanunk rá egy-két partnerre, és a hatótávolsá-

gok még kedvező topográfiai viszonyok között is 100...200 km-re korlátozódnak. Csak akkor nő meg a kínálat a jelentkező állomásokban, amikor a troposzféraviszonyok rendellenesen nagy hatótávolságot tesznek lehetővé, vagy amikor éppen valamilyen verseny van folyamatban (contest). A legközelebbi 2 m-es rádiópartnert általában már egészen egyszerű antennával is elérhetjük. A vízszintes síkban éles irányhatású antennák ez esetben nem kellemesek, mert a népszerű „2 m-es rundokban" mindig át kell forgatni az adó partner irányába az antennát, ami a vízszintes síkban nagy nyílásszögű sugárzókkal többnyire felesleges. Nagy öröm az URH-amatőrnek az olyan állomásokkal létesített összeköttetés, amelyeket előzőleg még nem sikerült elkapni. Ha olyan antennával próbál vadászni állomásokra, amely nagy teljesítőképességű, de amelynek a vízszintes síkban nagyon kicsi a nyílásszöge, aligha jut kapcsolatba új állomással, hiszen általában előre tudnia kellene, milyen világtájra álljon be. Ha rendszeresen akar eljárni, a vízszintes síkú nyílásszög nagyságának megfelelően esetleg tíz különböző antennabeállításban kell elvégeznie az „általános hívást", és minden egyes hívás után az egész 2 m-es sávot át kell kutatnia, hogy észlelhesse a választ.

Aki ismeri a 2 m-es sávot, jól tudja, milyen fáradságba és mennyi időbe kerül ez az eljárás. Ha az esetleges partner antennájának is kicsi a nyílásszöge a vízszintes síkban, még kisebb az „összetalálkozás" valószínűsége. A vízszintes síkban nagy nyílásszögű sugárzók alkalmazásával gyorsabban és biztosabban lehet új összeköttetéseket létrehozni, mert az ilyen antenna nagy nyílást fog át a szélrózsában. Az antennanyereségben szükségessé váló többletet úgy érhetjük el a legcélszerűbben, hogy függőlegesen egymás fölé helyezünk egyszerű rendszereket, amikor is a függőleges síkban kisebb lesz a nyílásszög, a vízszintes síkban viszont megmarad az egyetlen rendszernek megfelelő sugárszélesség.

Ezek a megállapítások a népszerű versenyekre még nagyobb mértékben érvényesek, hiszen az antenna gyakori forgatgatása jelentős időveszteséget okoz, és csak növeli a hívóállomások „túlforgatásának" valószínűségét. A versenyeredmények egyértelműen azt bizonyítják, hogy a vízszintes síkban éles irányhatású antennával felszerelt állomásoknak legfeljebb akkor van valami esélyük a sikerre, ha nagyon kedvező helyen települnek, vagy ha szokatlan a hívójelük.

A 2 m-es sávban tehát az amatőrök szokásos adási viszonyai között több hátránnyal, mint előnnyel jár a vízszintes síkban kicsi nyílásszög. Ha azonban egysíkú Yagi-rendszerrel nagy antennanyereséget akarunk elérni, feltétlenül ezt a megoldást kell választanunk (főképpen a hosszú Yagi-antennákkal). Ebből a megállapításból azt a következtetést is levonhatjuk, hogy az üzemi gyakorlatban előnyösebb a csoportantenna, mint az ugyanakkora nyereségű Yagi-antenna, mert a csoportantenna nyeresége elsősorban abból származik, hogy a vízszintes síkban aránylag széles sugárnyaláb megtartásával a függőleges síkban csökkentjük a nyílásszöget, míg a Yagi-antennának akkor nagy a nyeresége, ha a vízszintes síkban kicsi a nyílásszög.

Az elmondottak összefoglalásával a következőket ajánlhatjuk a 2 m-es antennák gyakorlati alkalmazásához:

— A közepes igényekre a három-, legfeljebb hatelemes, szokásos Yagi-antennák a leggazdaságosabbak. A nagyobb Yagi-rendszerek nagyobb nyereségűek ugyan, de megnehezítik az összeköttetések létrehozását, mert a vízszintes síkban kicsi a nyílásszögük.

— Az antennanyereség tekintetében nagy igényeket a függőlegesen sokemeletes, egyszerű Yagi-rendszerekkel lehet kielégíteni. Ezeknek az antennáknak a vízszintes síkban aránylag nagy a nyílásszögük, úgyhogy még zavartalan forgalmat tesznek lehetővé.

— Az állomásvadászathoz, a versenyekhez és a szokásos hatótávolságokhoz képest nagyon nagy távolságú összeköttetések létesítéséhez különösen a csoportantennákat ajánlhatjuk.

— Különleges célokra, például a meteorokon bekövetkező szóródás kihasználására és az egészen nagy távolságok áthidalására a nagy teljesítményű (hosszú) Yagi-antennák bizonyulnak a leggazdaságosabbaknak.

Ezzel kapcsolatban arról sem szabad megfeledkeznünk, hogy a nagy teljesítőképességű, 2 m-es adókhoz kis zajú, érzékeny vevő, az ilyen vevőkhöz pedig nagy teljesítőképességű adó tartozik. Ha fennáll a teljesítőképességeknek ez az egyenlősége, akkor a hallható állomásokat adásban is el kell tudnunk érni. Ellenkező esetben vizsgáljuk meg az adó teljesítményfokozatának hatásfokát, főként pedig a tápvezeték energiakicsatolását, mert a tapasztalatok szerint többnyire ezeken a helyeken van a hiba (8.1.1.2. alpont).

22.

Hosszsugárzók a 2 m-es sávra

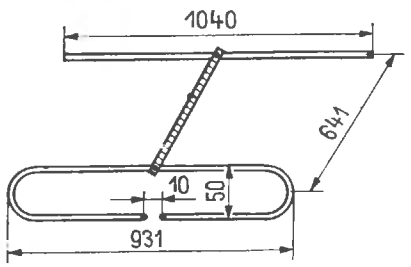
Hosszsugárzónak az olyan antennarendszereket nevezzük, amelyek félhullámú dipólusokból úgy vannak felépítve, hogy fősugárzásukat a rendszer *legnagyobb hosszmérete* szabja meg. Ennek megfelelően *keresztsugárzónak* nevezzük az olyan típusú antennákat, amelyek *szélességi irányukra* nagyrészt merőlegesen sugároznak. A hosszsugárzók jellegzetes képviselői a jól ismert Yagi-antennák, míg a dipólus-sorok, a dipólusrések és a belőlük kialakított csoportantennák a keresztsugárzókhoz tartoznak.

22.1. Kételemes irányított antennák

A hossz- és keresztsugárzók közötti határesetnek tekinthetjük azokat a kételemes antennákat, amelyeknek elemei mind ugyanabban a vízszintes síkban elhelyezett félhullámú dipólusok. Következetes továbbfejlesztésük vezet el a Yagi-antennákhoz, ezért a hosszsugárzókkal együtt tárgyaljuk őket. Az ultrarövid hullámú kételemes antennák általában egy gerjesztett félhullámú dipólusból és egy parazita-reflektorból tevődnek össze. Az ilyen elrendezéssel elérhető antennanyereség a félhullámú dipólusra vonatkoztatva nagyságrendben 4 dB (16.1. ábra).

22.1.1. A parazita-reflektoros, kételemes antenna

A 22.1. ábrán egy kételemes, teljes egészében fém anyagú antenna vázlatos rajzát látjuk. A gerjesztett (táplált) elem egy hajlított dipólus, és a reflektor távolsága kereken $0{,}3\lambda$, úgyhogy a tápponti ellenállás nagyjából 240 Ω. Ezért az ilyen antennát közvetlenül táplálhatjuk a kereskedelmi forgalomban kapható, ultrarövid hullámú szalagvezetékkel. Minden olyan antennát, amelynek 240 Ω nagyságú szimmetrikus talpponti ellenállása van, 60 Ω-os koaxiális kábellel is táplálhatunk, ha táppontjához egy félhullámú transzformátort csatlakoztatunk (*balun;* lásd a 7.5. alfejezetben). A balun frekvenciafüggő ugyan, attól azonban nem kell tartanunk, hogy csökkenteni fogja a 2 m-es sáv frekvenciatartományában az antenna sávszélességét.



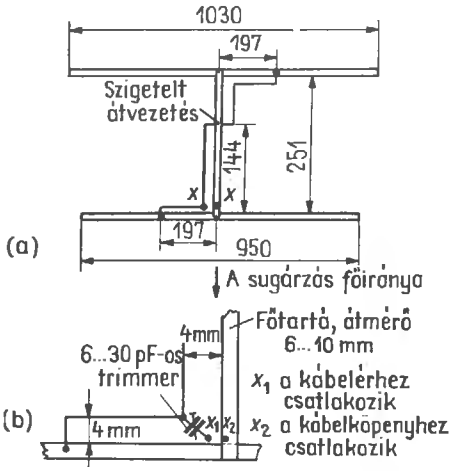
22.1. ábra. A 2 m-es sávra méretezett kételemes antenna vázlatos felépítése

A 22.1. ábrán megadjuk a 2 m-es sávnak megfelelő méreteket is, és az elemek átmérője e méretek figyelembevételével 5...10 mm lehet, de nem kritikus érték. A sugárzási jelleggörbén a vízszintes síkban (az *E* síkban) kereken 75°, a függőleges síkban (a *H* síkban) pedig körülbelül 140° a nyílásszög nagysága. Legfeljebb 4 dB nyereséggel és a hátrasugárzás tekintetében átlagosan 7 dB csillapítással számolhatunk.

Maga a tartó is fém, és a két antennaelemet geometriai középpontjukban közvetlenül ráerősíthetjük.

22.1.2. A HB 9 CV antenna a 2 m-es sávra

Kételemes a HB 9 CV antenna is. Gerjesztett reflektorának távolsága $^1/_8\lambda$. A hosszméret tehát kereken 250 mm, úgyhogy ez a sugárzó nagyon jól felhasználható a hordozható és a mozgó állomásokon. Elméletét a 14.2.2. pontban részletesen ismertettük.



22.2. ábra. A HB 9 CV-antenna 2 m-re:
(a) a felépítés vázlatos rajza; (b) részletrajz a táppontról

A 2 m-es sávnak megfelelő HB 9 CV sugárzó vázlatos rajzát a 22.2. ábrán közöljük. Az itt megadott méretű antennát egy 60 Ω-os koaxiális kábellel közvetlenül is táplálhatjuk, ha a belső vezetőt az X_1 ponthoz csatlakoztatjuk, a külső vezetőt pedig (a kábelköpenyt) az X_2 pontban összekötjük az antenna fémtartójával [22.2.(b) ábra]. A kábel belső vezetőjével sorbakapcsolt 6...30 pF-os trimmerrel kompenzálhatjuk a Γ-tagokkal előidézett induktív meddő összetevőket. Ezt a trimmert elegendő egyszer beállítani a kábel mentén legkisebb állóhullámarányra (reflektométerrel), utána beiktathatunk a helyére egy megfelelő értékű, nem változtatható kapacitású kondenzátort (12 pF körüli értékre számíthatunk).

A 22.2. ábrán megadott méretű antenna ismertetése megjelent az irodalomban. A más helyeken leírt antennákban változatlanul megmaradt az antennaelemek hossza és távolsága, csak a gamma-megcsapolások módosultak az elemeken oly módon, hogy a reflektor távolsága 197 mm-ről 130 mm-re, a direktor távolsága pedig 197 mm-ről 120 mm-re csökkent. Hogy az így méretezett antennán is még elfogadhatóan lehessen beállítani a koaxiális kábel illesztését, az illesztő trimmerkondenzátort a tápponttal párhuzamosan kellett bekapcsolni, nem pedig sorosan a kábel belső vezetőjével, ahogyan a 22.2.(b) ábrán láttuk. E méretezési esetre vonatkozólag össze kellett kötni egymással az X_1, X_2 pontokat [22.2.(b) ábra]; a kábel belső vezetője most az illesztő vezeték sarokpontjához, külső vezetője pedig az X_2 ponthoz csatlakozik. Ily módon feladjuk a 6.3. alfejezet szerinti gamma-illesztés szokásos módját, és egy részleges omega-illesztést hozunk létre (6.4. alfejezet). A soros trimmerkondenzátor hiánya miatt kompenzálatlan marad a gamma-tagokkal behozott induktív összetevő. Ajánlatos tehát e módosított méretezésű kapcsolásban a 6.5. ábra szerinti soros kapacitásról is gondoskodni.

A két gamma-tag és összekötő vezetékük egy 2 mm-es, esetleg szigetelt átmenő huzalból áll. Arra ügyeljünk, hogy a fázisvezető egyenletesen 4...5 mm-re legyen az antennaelemektől és az antennaelemek fémtartójától. Az antennaelemek átmérője 6 mm ±20%.

A *H* síkban felvett sugárzási diagram kardioid (szív) alakú, nyílásszöge kereken 75°. Ezért a hátrasugárzásban aránylag jó csillapítást kapunk. Az *E* síkban 90 és 270°-os szögben nagyon határozottan jelenik meg a két oldalsó sugárzási minimum. Az aránylag olcsó felépítés ellenére jól használhatjuk fel ezeket a minimumokat betájolásra a rókavadászatokon. Körülbelül 5 dB antennanyereséggel számolhatunk. A mozgóüzemben gyakorlati összehasonlításokkal meg lehetett állapítani, hogy a csekély hely- és anyagigényű HB 9 CV-antenna legalább egy háromelemes Yagi-antennával egyenértékű.

22.2. Rövid Yagi-antennák

A Yagi-antennákat mint elforgatható rövidhullámú irányított sugárzókat a 16. fejezetben már ismertettük. Ottani megállapításaink, a megépítésükhöz és anyaguk kiválasztásához adott tanácsaink értelemszerűen az ultrarövid hullámú változatokra is érvényesek maradnak. A Yagi-antennák nyeresége a méretektől, nevezetesen az elemek hosszától, átmérőjétől és a közöttük levő

távolságtól függ. A többi jellemző adatokat is, mégpedig a tápponti ellenállást, a sávszélességet és a sugárzási jelleggörbét is ezek a paraméterek szabják meg. Már a háromelemes antennán is nagyon sok változatban vehetjük fel az elemek hosszát és a közöttük levő távolságokat, és minden újabb beállítással megváltoznak az antenna jellemző adatai. Az elemek számának növelésével megsokszorozódnak és áttekinthetetlenné válnak a variációs lehetőségek.

A nagyobb Yagi-antennák méretezéséhez mind ez ideig nem sikerült pontos számítási eljárást kidolgozni. A terjedelmes kísérleti vizsgálatok azonban már megcáfoltak néhány korábbi elképzelést. Ma már például abban a helyzetben vagyunk, hogy nagyobb Yagi-rendszereket is megépíthetünk úgy, hogy a nagy nyereségen kívül viszonylag nagy sávszélességet és a talppontban közel 60 Ω ellenállást kapjunk, ha a gerjesztett elem megnyújtott félhullámú dipólus.

Ismerünk néhány általános szabályt, amelynek alapján kissé behatárolhatjuk az elemek hosszának és a közöttük levő távolságoknak méretezési tartományát, és amelyekből nagyjából megtudhatjuk, milyen irányban változnak az antenna adatai, ha módosítgatjuk az elemek közötti távolságok és hosszak beállítását.

Megállapíthatjuk, hogy a reflektornak körülbelül 5%-kal hosszabbnak kell lennie a gerjesztett elemnél. Ez a hossz azonban attól is függ, milyen távol van a reflektor a gerjesztett elemtől, ugyanakkor az elem karcsúságát is figyelembe kell vennünk. Általában az a helyzet, hogy amikor kicsi ez a távolság, a reflektornak hosszabbnak kell lennie a nagy távolságoknak megfelelő értéknél, vagyis annál, amely az optimális nyereségnek felelne meg. A nyereség szempontjából kedvező reflektortávolságok a hullámhossz 0,12-szorosától 0,15-szoros értékig terjednek. Ebben az esetben azonban lényegesen csökken a táplált antennaelem talpponti ellenállása és ezzel együtt a sávszélesség is, úgyhogy előnyösebb e helyett inkább nagyobb (0,20...0,30λ) reflektortávolságot venni. Nagyjából változatlan marad a talpponti ellenállás, ha 0,25λ-ra állítjuk be a reflektor távolságát. Több hangolt reflektorral nem kapunk észlelhető javulást a nyereségben.

Ha egymáshoz képest megfelelő távolságokban több direktort helyezünk el az antennán, megnövekszik az előre irányuló sugárzás és vele együtt a nyereség is. Egyetlen direktor (háromelemes Yagi-antenna) és 0,25λ reflektortávolság alkalmazásával a legnagyobb nyereséget akkor kapjuk meg, ha a direktor távolsága 0,15...0,25λ, feltéve hogy optimálisra állítottuk be a direktorok hosszát. Ez az optimális hossz nagyjából 0,43...0,46λ. Ekkor is érvényes a szabály: a kisebb (0,15λ) távolságú direktorokat hosszabbra (körülbelül 0,46λ-ra) vesszük, a rövidebb direktorokat pedig nagyobb távolságban helyezzük el. Több direktor alkalmazása esetén általában úgy állapítjuk meg a hosszúságukat, hogy a táplált elemhez legközelebbi legyen a leghosszabb, és az utána következők fokozatosan rövidüljenek. Ettől eltérően olyan Yagi-antennákat is láthatunk, amelyeken ugyanolyan hosszú mindegyik direktor. A parazitaelemek hosszának és távolságának minden változtatása a táplált elem rezonanciahosszát is módosítja.

Szokásosak a teljes egészükben fémből készített Yagi-antennák. Ez azt jelenti, hogy geometriai középpontjában (a feszültségminimum helyén) minden antennaelem szigetelés nélkül, vagyis közvetlenül, fémesen van ráerősítve az antenna fémtartójára. E felépítési módnak elektromosan nincsen semmilyen hátránya, viszont mechanikailag és a villámvédelem szempontjából bizonyos előnyei vannak.

Az antenna tartórúdjának átmérője egy kissé kihat az elemek rezonanciahosszára, ezért a következőkben, ahol nem közlünk más adatot, mindig 15...30 mm átmérőjű tartót tételezünk fel. Általában a vastag antennatartókon kissé meg kell hosszabbítani az elemeket, a vékonyabb antennatartókra viszont valamivel rövidebb elemeket szerelni. A „boom" (tartórúd) anyagának és profiljának nincsen különösebb jelentősége, főképpen csak mechanikai szempontok döntik el a kérdést. Ideiglenes antennákhoz impregnált fatartót is alkalmazhatunk, ezenkívül jól beválnak a profiltartók vagy a műanyag csövek is.

A vízszintesen polarizált Yagi-antennák tartórúdját súlypontjában közvetlenül rászereljük a függőleges árbocra. A hosszabb Yagi-szerkezeteket ipari mintára egy kereszttartóval is alá kell támasztani. Ezzel szemben a függőlegesen polarizált Yagi-antennát a függőleges antennaárboctól eltávolítva egy kiálló konzolra kell szerelni.

Az antennaelemeket fémcsőből vagy tömör anyagból készítjük el; nem kell feltétlenül ragaszkodni a szokásos kör keresztmetszethez. Minthogy a nagyfrekvenciás áramok a vezetőnek csak a felületén terjednek (szkinhatás), elektromosan teljesen mindegy, hogy csövet vagy tömör rúdanyagot használunk-e fel. A legjobb vezetőanyag a tiszta

alumínium, mert könnyű és jól is vezet. Ezenkívül a légköri hatásokra rendkívül jól szigetelő, vékony oxidréteg keletkezik rajta, és ez megbizhatóan védi az elemet a további korróziótól, a felületi vezetést viszont nem befolyásolja. Ezt az „oxidpáncélt" a gyárakban sokszor mesterségesen, eloxálással vagy valamilyen más eljárással hozzák létre.

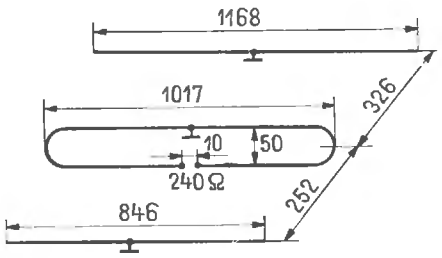
A könnyűfémből előállított ötvözetek részben hajlamosak a „kivirágzásra", úgyhogy gondoskodni kell valamilyen felületi védelemről. A rézcsöveket lakkozás vagy ezüstözés útján feltétlenül védeni kell a korrózió ellen, mert egyébként félvezető oxidréteg képződik rajtuk, az ilyen réteg viszont csökkenti a nagyfrekvenciás áramok útjában a felületi vezetést. Feltételesen a sárgaréz vagy az acél is megfelel, ha tartós lakkbevonat védi.

A sárgaréz fagy hatására nagyon rideggé válik, úgyhogy a sárgarézből készített antennaelemek könnyen letörnek. Mérésekkel kimutatható ugyan, hogy egyes fémek kisebb vezetése folytán romlanak az antenna tulajdonságai, a gyakorlatban azonban ennek nincs különösebb jelentősége.

A következőkben több kipróbált Yagi-antenna méretezési adatait és hozzávetőleges jellemzőit közöljük. A méretezést minden esetben 145 MHz rezonanciafrekvenciára (a 2 m-es amatőrsáv közepére) végeztük el. Az elrendezési rajzokon mindenütt feltüntettük a feszültségminimum helyét, vagyis azt a pontot, ahol földelhetjük az elemeket. Valamennyi méret milliméterben értendő.

22.2.1. Háromelemes Yagi-antennák

A 22.3. ábrán vázlatosan felrajzolt háromelemes Yagi-antenna előnye a nagy sávszélesség.



22.3. ábra. Egy háromelemes, széles sávú Yagi-antenna vázlatos rajza

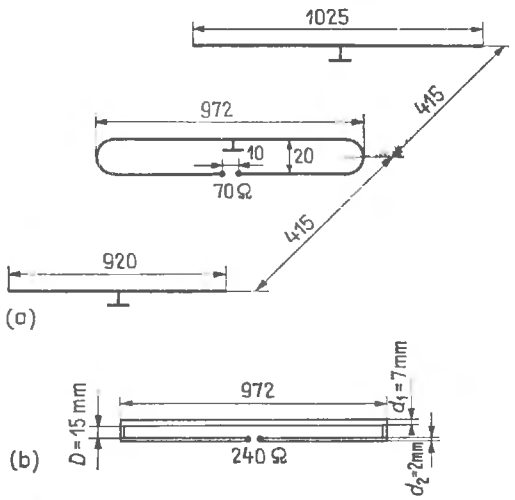
A talpponti ellenállás itt nagyjából 240 Ω, tehát a kereskedelmi forgalomban kapható, ultrarövid hullámú szalagkábellel közvetlenül táplálhatjuk ezt az antennát. Koaxiális kábelt félhullámú kerülővezetékkel vagy gyári szimmetrizáló transzformátoron keresztül csatlakoztathatunk.

Mechaniai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője	kb.	5...10 mm
A talpponti ellenállás		240 Ω
Az antenna hossza		580 mm
Antennanyereség	kb.	5 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb.	14 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb.	70°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb.	110°

(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)

A háromelemes Yagi-antenna keskeny sávú változata, amelyet optimális nyereségre méreteztünk, a 22.4. ábrán látható. Egyszerű hajlított dipólussal a talpponti ellenállás szimmetrikus, nagysága kereken 70 Ω. Koaxiális kábelt valamilyen szimmetrizáló tagon keresztül csatlakoztathatunk (lásd a 7. fejezetet). A rendszer talpponti ellenállását szimmetrikus bemenettel 240 Ω-ra is megnövelhetjük, ha a hajlított dipólust különböző átmérőjű részekből a 22.4.(b) ábra szerint állítjuk össze.



22.4. ábra. Kis sávszélességű és nagy nyereségű, háromelemes Yagi-antenna:
(a) vázlatos felépítés; a talpponti ellenállás 70 Ω; (b) a táplált antennaelem 240 Ω talpponti ellenállás megvalósítására

Mechanikai és elektromos adatok

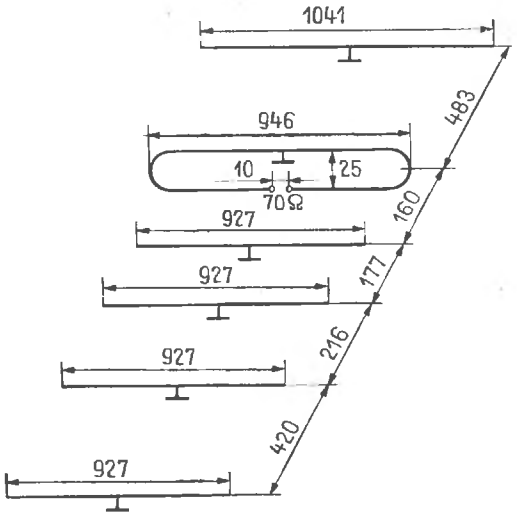
Az antennaelemek átmérője		5...8 mm
A talpponti ellenállás		70 Ω
	vagy	240 Ω

Az antenna hossza		830 mm
Antennanyereség	kb.	6 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb.	15 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb.	65°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb.	95°

(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)

22.2.2. Hatelemes Yagi-antenna

A 22.5. ábra szerinti hatelemes Yagi-antenna nagy nyereségű és keskeny sávú változatot képvisel. A keskeny sáv itt azt jelenti, hogy az antenna átviteli sávja átfogja a 2 m-es sáv teljes egészét, de lényeges mértékben nem lépi túl a sávhatárokat, mint például a 22.3. ábrán látható háromelemes antennában. A hatelemes Yagi-antenna talpponti ellenállása 70 Ω. Ezt az értéket 240 Ω-ra is megnövelhetjük, ha a hajlított dipólust (a táplált antennaelemet) a 22.4.(b) ábra szerint készítjük el, csakhogy az elem hossza ebben az esetben csak 946 mm.



22.5. ábra. A hatelemes Yagi-antenna

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője		6...8 mm
A talpponti ellenállás		70 Ω
	vagy	240 Ω
Az antenna hossza kereken		1500 mm
Antennanyereség	kb.	8,5 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb.	17 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb.	55°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb.	70°

(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)

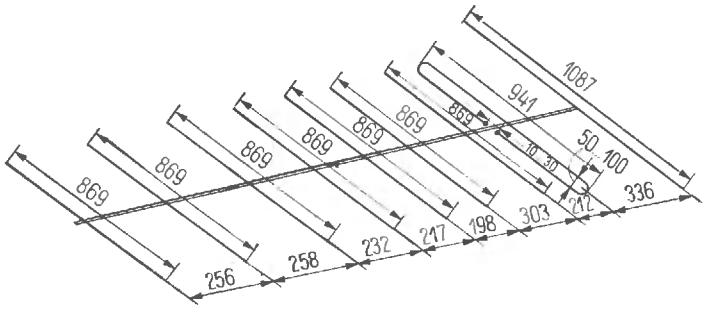
22.2.3. Kilencelemes Yagi-antenna

1λ antennahosszal a kilencelemes Yagi-antenna kereken 10 dB nyereséget eredményez (22.6. ábra). Ez is keskeny sávú antenna, és úgy méretezzük, hogy 144 és 146 MHz között állandó értékű maradjon az antennanyereség. Az aránylag csekély hátrasugárzási csillapítás nem okoz bajt, sőt, inkább még előnyös is az amatőr-gyakorlatban.

A névleges talpponti ellenállás 240 Ω. A 60 Ω-os koaxiális kábelt egy félhullámú kerülővezetékkel célszerű csatlakoztatni (lásd a 7.5. alfejezetben). Ha a táplált hajlított dipólust ugyanolyan hosszúságú egyenes dipólussal helyettesítjük, 60 Ω szimmetrikus talpponti ellenállást kapunk.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője	8...18 mm
A talpponti ellenállás	240 Ω
	(60 Ω)



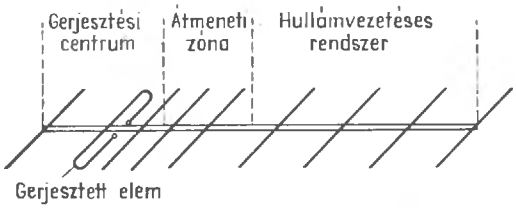
22.6. ábra. A kilencelemes Yagi-antenna

Antennahossz		2012 mm
Antennanyereség	kb.	10 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb.	15 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	≈	48°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	≈	58°

(vízszintes polarizációra vonatkozólag)

22.3. Hosszú Yagi-antennák

A hosszú Yagi-antennák tárgyalásához célszerű az egész szerkezetet a 22.6.(a) ábra szerint három hatászónára osztani, és külön foglalkozni a *gerjesztési centrummal*, az *átmeneti zónával* és a *hullámvezető-rendszerrel*.



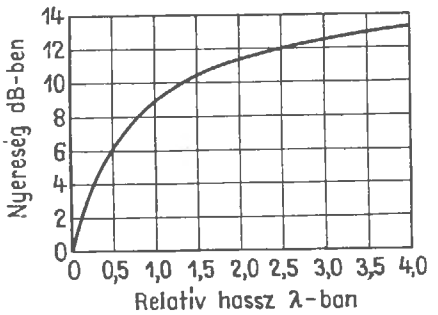
22.6.(a) ábra. A hosszú Yagi-rendszer hatászónáinak felosztása

A *gerjesztési* vagy *sugárzási centrumban* van mindig a táplált dipólus, ide tartoznak ezenkívül még a meglevő reflektorok is és esetleg azok az elemek, amelyeknek feladata a sugárzási centrum sávszélességének megnövelése (ezek az úgynevezett kompenzációs elemek). A gerjesztési centrum kialakításától lényegesen függ a hosszú Yagi-antenna sávszélessége és talpponti ellenállása. A sugárzási centrumhoz csatlakozó *átmeneti zóna* egy vagy több direktorból áll. Ezek a direktorok gondoskodnak arról, hogy a gerjesztési centrum sugárzása optimálisan legyen illesztve a következő részhez, a hullámvezető-rendszerhez.

A direktorsorból álló *hullámvezető-rendszer* szabja meg elsősorban a hosszú Yagi-antennák sugárzási tulajdonságait. Mint az újabb vizsgálatok kimutatták, még terjedelmes hullámvezető-rendszerek hozzáadásával sem lehet lényegesen befolyásolni a gerjesztési centrum talpponti ellenállását és sávszélességét.

A hullámvezető-rendszer direktorai közötti távolság legfeljebb $0{,}35\lambda$ lehet. Ha tovább növeljük a direktorok közötti távolságokat, alig $0{,}4\lambda$ elérésekor hirtelen lecsökken az antennanyereség. Ha egymástól nagy távolságokra helyezzük el a direktorokat, ügyeljünk arra, hogy az átmeneti zónában az első direktor csak valami $0{,}1\lambda$ távolságra legyen a táplált antennaelemtől. Ezzel ugyanis visszaállítjuk a gerjesztési centrum és a hullámvezető-rendszer közötti csatolás megfelelő szorosságát. Az átmeneti zónában ennek az első direktornak a távolságát és hosszát nagyon gondosan kell beállítani.

A hosszú Yagi-antenna nyeresége elsősorban attól függ, hogy az üzemi hullámhosszhoz képest mekkora a rendszer hosszúsági mérete. Ha a hossz mentén optimális sűrűséggel helyezzük el az elemeket, a nyereség értéke az antennahossz függvényében a 22.7. ábra szerint változhat. Ebből azt látjuk, hogy körülbelül $2{,}5\lambda$-nál hosszabbra aligha érdemes megnövelni az antennát, mert itt már csak lassan növekszik a nyereség, és az így elérhető többlet nincs arányban a költségekkel.



22.7. ábra. A hosszú Yagi-antenna nyeresége és λ-ban kifejezett hosszmérete közötti összefüggés optimális méretezés és optimális sűrűséggel elhelyezett antennaelemek feltételezésével (az antennanyereség félhullámú dipólusra vonatkoztatva)

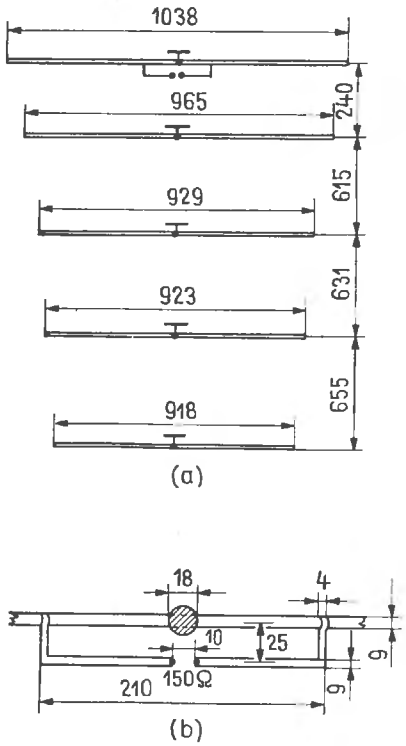
A hosszú Yagi-antenna felépítését az a konstrukciós elv szabja meg, hogy a nagy hosszanti mérettel egyidejűleg a direktorok közötti távolságok is nagyok. A megállapított hossz mentén a hullámvezetőnek aránylag kevés direktora helyezkedik el, ami könnyű és egyszerű szerkezeti felépítést tesz lehetővé, de ennek ellenére legalább ugyanakkora antennanyereség érhető el, mint a normális sűrűségű elemekkel. Különösen kritikus mennyiség az átmeneti zóna optimális csatolásának beállítása. Amikor tehát le akarunk másolni egy meglevő antennamegoldást, pontosan tartsuk be a megadott méreteket és távolságokat.

22.3.1. Ötelemes, optimális nyereségű hosszú Yagi-antennák

A DM 2 BUO és DM 2 BWO által megszerkesztett ötelemes hosszú Yagi-antennát a könnyű és optimálisan hatékony amatőr antennák prototípusának tekinthetjük.

Ezen az antennán elsősorban az tűnik fel, hogy csak direktorokat látunk rajta. Reflektorra azért nincsen szükség, mert az előresugárzás így is olyan keskeny nyalábra korlátozódik, hogy egy reflektor hozzáadása csak jelentéktelenül, nagyságrendben alig 1 dB-lel növelné a nyereséget.

Hogy egyszerűsíthessük a tervbe vett esetleges emeletes elrendezés illesztését, a talpponti ellenállást 130...150 Ω-ra vesszük. A T-tag megváltoztatásával át lehet állítani más értékre ezt az ellenállást, de csak abban az esetben érdemes kihasználnunk ezt a lehetőséget, ha jól használható mérőeszközeink vannak hozzá. Az antenna vázlatos felépítését a 22.8. ábrán láthatjuk.



22.8. ábra. Az ötelemes hosszú Yagi-antenna:
(a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

Mechanikai és elektromos adatok

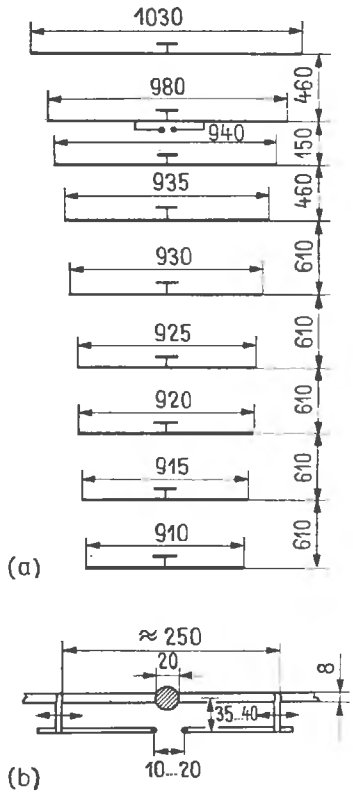
Az antennaelem átmérője:
gerjesztett elem 9 mm-es rézcsőből
Direktorok:
8,5 mm-es alumínium csőből (7 és 10 mm közötti átmérők lehetségesek)
A tartócső átmérője 18 mm (50 mm-ig is elmehetünk)

Az antenna hossza	2150 mm
A talpponti ellenállás	130...150 Ω
Antennanyereség	10,8 dB
Hátrasugárzási csillapítás	16,5 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban,	$\alpha_E \approx 44°$
Nyílásszög a függőleges síkban,	$\alpha_H \approx 50°$

(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)

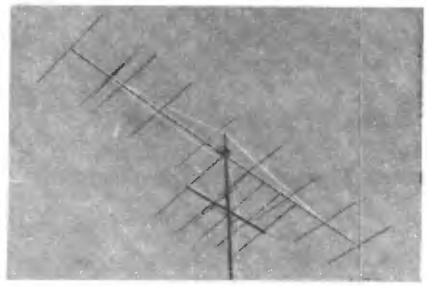
22.3.2. Kilencelemes hosszú Yagi-antenna

A DL 6 WU által kidolgozott hosszú Yagi-antenna keskeny sávban sugároz, és úgy van méretezve, hogy a lehető legnagyobb legyen a nyeresége. A kereken 2λ hosszúságú antennát évek óta jó eredményekkel használják a 2 m-es sávban dolgozó amatőrök.



22.9. ábra. A kilencelemes hosszú Yagi-antenna a DL 6 WU szerint:
(a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

A 22.9. ábrán az antenna felépítésének vázlatos rajzát látjuk, a 22.10. ábra pedig a DM 3 ZSF által ténylegesen megépített antenna fényképe. A 22.9.(b) ábra szerint egy illesztő T-taggal 240 Ω-ra állítjuk be a talpponti ellenállást. Szűk határok között megvan az utánállítás lehetősége a T-tagon. Ezenkívül a gerjesztett antennaelemhez képest kissé megváltoztatható az első direktor helyzete, ami szintén lehetőséget nyújt a korrekciókra.



22.10. ábra. DM 3 ZSF kilencelemes hosszú Yagi-antennája a gyakorlatban. Alatta egy ötelemes normális Yagi-antenna

Mechanikai és elektromos adatok

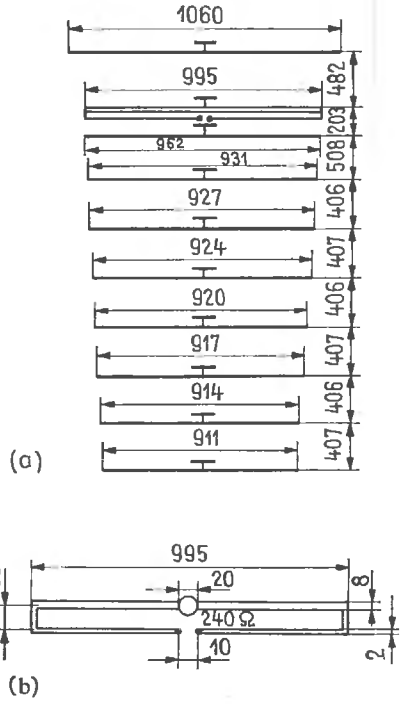
Az antennaelemek átmérője		4...6 mm
A tartórúd fémcsőből készül, átmérője		20 mm
Az antenna hossza		4150 mm
Talpponti ellenállás szimmetrikus		240 Ω
Antennanyereség	kb.	13,5 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb.	19 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb.	35°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb.	40°

(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)

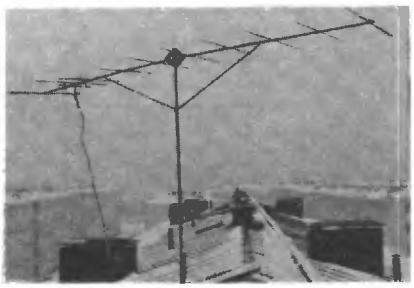
22.3.3. Tízelemes hosszú Yagi-antenna

A 22.11. ábrán látható hosszú Yagi-antenna viszonylag keskeny sávban és nagy nyereséggel működik. Hossza 1,8λ, úgyhogy valamivel rövidebb az előbbi kilencelemes hosszú Yagi-antennánál. Sűrűn elhelyezett elemeivel mintegy átmenetet képez a normális és a hosszú Yagi-antenna között.

A közölt méretek arra az esetre érvényesek, amikor 20 mm átmérőjű fémcsőből készül a tartó. Ebben az esetben is megtehetjük azt, hogy T-illesztésen keresztül csatlakoztatjuk a tápvonalat. A 22.11.(b) ábrán részletesebben kirajzoltuk, hogyan lehet elektromosan kedvezőbben kialakítani a táplált elemet. A különböző átmérőjű részekből összeállított hajlított dipólus annyira feltranszformálja az impedanciát, hogy a 240 Ω-os vezetéket nagyjából a hullámellenállásával zárja le. Az előbbi adatok alapján az OE 2 BM által megépített hosszú Yagi-antenna (22.12. ábra) 3 mm átmérőjű



22.11. ábra. A tízelemes hosszú Yagi-antenna:
(a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről



22.12. ábra. OE 2 BM tízelemes hosszú Yagi-antennája

parazita-elemekkel és egy T-illesztésű egyenes sugárzó dipólussal működik. A vékony elemek kis szélellenállású könnyű szerkezetet tesznek lehetővé.

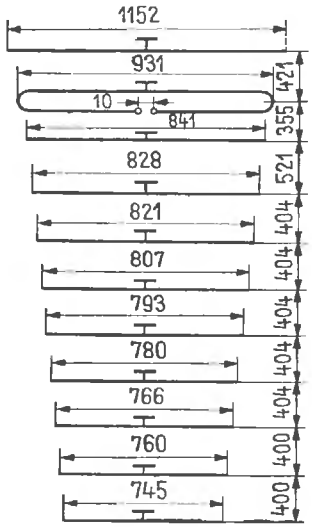
Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője		4 mm
Az átmérő megengedett határai		3...5 mm
A táplált (gerjesztett) elem (lásd a 22.11.(b) ábrán közölt részletrajzot)		
Tartószerkezet: 20 mm átmérőjű fémcső		
Az antenna hossza		3630 mm
Talpponti ellenállás (szimmetrikus)		240 Ω
Antennanyereség	kb.	12,5 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb.	19 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb.	37°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb.	43°

(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)

22.3.4. Tizenegy elemes hosszú Yagi-antenna

Ez az antenna jó példa arra, hogyan lehet felhasználni a hosszú Yagi-antennák méretezésében az új eredményeket (22.13. ábra). Viszonylag vastag elemeket alkalmazunk itt, és az egyszerű gerjesztett elemen, a hajlított dipóluson minden külön



22.13. ábra. A 11-elemes hosszú Yagi-antenna

illesztőtag alkalmazása nélkül körülbelül 240 Ω talpponti ellenállást kapunk. Ennek az antennának a sávszélessége viszonylag nagy, és jóval túlnyúlik a 2 m-es sávon (nagyjából 142 és 148 MHz-ig). A hosszméretével lehetővé váló legnagyobb nyereséget ez a hosszú Yagi-antenna nem egészen éri el (lásd a 22.7. ábrát), de egyszerű felépítése és jó elektromos tulajdonságai miatt érdemes megépíteni.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője		12 mm
A tartórúd átmérője		15...30 mm
Az antenna hossza		4125 mm
Talpponti ellenállás	kb.	240 Ω
Antennanyereség	kb.	12 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb.	20 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb.	38°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb.	43°

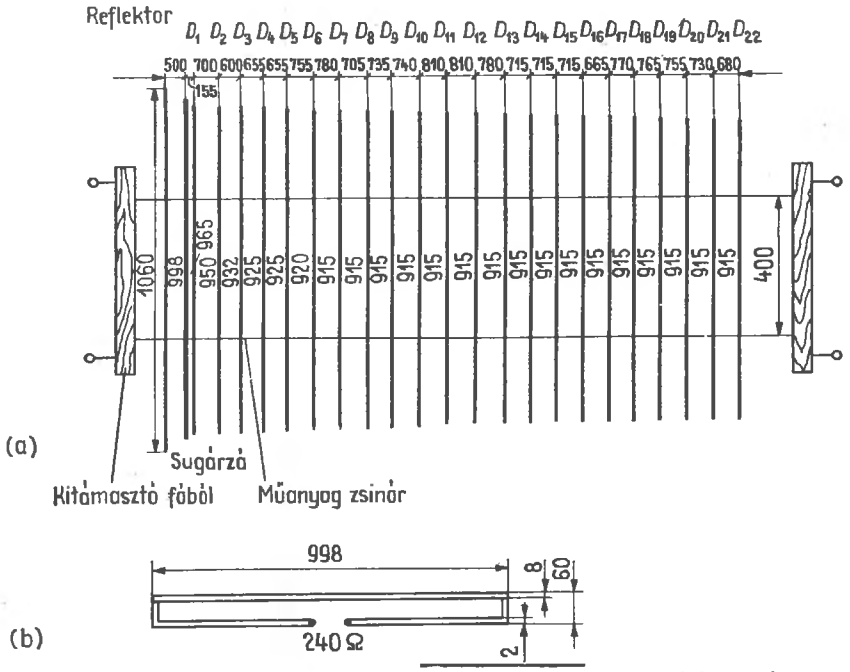
(vízszintes polarizációra vonatkoztatva)

22.3.5. Huszonnégy elemes kifeszített hosszú Yagi-antenna

A hosszú Yagi-antennák legszélsőségesebb változatát 24 elem felhasználásával DJ 4 OB dolgozta ki (22.14. ábra). „Boomhossza" kereken 16 m, nyeresége pedig meghaladja a 17 dB-t. Ilyen mammutantennát nem lehetne hagyományos módon egy 16 m hosszú merev tartóra szerelni. A boom helyett a DJ 4 OB két műanyag zsinórt feszített ki egymástól 400 mm távolságban párhuzamosan (a zsinórok 1,5 mm átmérőjűek, hosszúságuk egyenként körülbelül 16 m). Erre a műanyag zsinórpárra erősítette a 22.14. ábra szerint az antennaelemeket, úgyhogy az egész antenna egy vízszintes irányban kifeszített kötélhágcsóhoz hasonlít.

A két műanyag zsinór két vége egy-egy feszítőléchez csatlakozik, hogy változatlan maradjon a közöttük levő távolság, a két lécen pedig két-két feszítőkötél van, hogy fel lehessen függeszteni az antennát.

Mindegyik direktor és a reflektor is 3 mm átmérőjű könnyűfém rúdból vagy csőből készül. Az elemeket műanyag zsinórok vagy rövid huzaldarabok rögzítik a tartózsinórokon. Hogy ezeket a kötözőszálakat rögzített helyzetben lehessen csomóra kötni az elemeken, a rudakon egymástól 400 mm távolságban kis hornyok vannak. A felerősítésnek egy másik módja szerint hornyok kivágása helyett 1,8 mm-es lyukakat fúrunk a rudakba, de előzőleg egy kissé laposra kalapáljuk a furatok helyén a rudakat. Ez esetben a műanyag zsinórokat egyszerűen keresztülfűzzük a furatokon.



22.14. ábra. A 24-elemes feszítőszalagos hosszú Yagi-antenna DJ 4 OB szerint:
(a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

A gerjesztett elem hajlított dipólus és két különböző átmérőjű csőből van összeállítva. Megszakítás nélküli egyenes szakasza egy 998 mm hosszú és 8 mm vastag rézcső (esetleg alumínium cső) [lásd a 22.14.(b) ábrán közölt részletrajzot]. Ettől 60 mm távolságra helyezkedik el a hajlított dipólus megszakított szakasza, egy 2 mm vastag, az előbbi szakasszal azonos anyagú huzal. Az ilyen hajlított dipólusra körülbelül 6,3 impedanciaarányt olvashatunk le a 4.4. ábráról. Ezek szerint a tápponti ellenállás 6,3-szeresére, vagyis 240 Ω-ra nő meg. Következésképpen abban az esetben, ha egyenes dipólust alkalmaznánk, a rendszer talpponti ellenállása körülbelül 38 Ω lenne.

Az antennát két rögzített pont között feszítjük ki oly módon, hogy a sugárzás irányában levő tartóoszlop lehetőleg fából legyen. Ha nincs helyünk az antenna teljes hosszára, elhagyhatunk néhány direktort, de ekkor kissé csökkenni fog az antennanyereség. A talpponti ellenállás ettől még nem fog érezhetően megváltozni. Lehetőleg minél feszesebben szereljük fel az antennát, hogy lehetőleg kis értéken tarthassuk a belógást.

Minthogy a kifeszített műanyag zsinórok általában megnyúlnak, műanyaggal körülvett üvegselyemből legyen a tartókötél. Az utóbbi gyakorlatilag nem nyúlik, és igen nagy a szakítószilárdsága.

Ez a szuperhosszúságú Yagi-antenna mint nagy teljesítőképességű sugárzórendszer nagyon alkalmas a 2 m-es sávban a szándékos, nagy távolságú összeköttetések létesítésére. Vízszintes és függőleges síkban nagyjából 23° nyílásszögre van szükség. Ha más felállítási helyre kell elszállítani az antennát, szerezzünk egy körülbelül 50 mm átmérőjű papírhengert, és erre tekercseljük rá oly módon, hogy az utolsó direktor legalulra kerüljön. A direktorok közötti távolság kissé különös értékeit hosszadalmas kísérletezésekkel kapta meg DJ 4 OB. Úgy állította be, hogy lehetőleg minél nagyobb legyen az előre irányuló sugárzás. Ha meg akarjuk építeni ezt az antennát, egy térerősségmérő műszer felhasználásával ajánlatos kissé még változtatgatni a megadott távolságokat.

Ez a szuperantenna természetesen nem nagyon felel meg a normális amatőrforgalomban. Minthogy azonban rendkívül olcsón építhető meg, különleges munkákhoz érdemes az amatőrforgalomban is megfontolni az alkalmazását.

22.4. Emeletes Yagi-antennák

Mint már említettük, a 2 m-es összeköttetésekben üzemi okok miatt nem nagyon előnyösek a nagyon hosszú és az *E* síkban rendkívül éles irányhatású Yagi-antennák. Ha azonban a dipólusrésekmintájára (lásd a 13.2. alfejezetet) egymás fölött két vagy több síkban helyezünk el Yagi-antennákat, a *H* síkban éles irányhatást kapunk, az *E* síkban viszont megmarad a különálló rendszernek megfelelő iránydiagram. Ezáltal az emeletes Yagi-antennák egyesítik magukban a vízszintes síkban viszonylag nagy nyílásszög üzemi előnyét a függőleges síkban kapott nyílásszög csökkenéséből származó nyereségnövekedés előnyével.

Az emeletes Yagi-antennák rövid és pregnáns jellemzésére egyszerű terminológia alakult ki a német URH-amatőrök körében. Ha például emeletszerűen egymás fölé helyezünk két hatelemes síkszerű Yagi-antennát, az így kapott rendszer elnevezése hat a haton, vagyis 6/6. Az ugyanígy felépített, de háromemeletes rendszer értelemszerűen hat a haton a haton, 6/6/6, és a négyelemes Yagi-antennából felépített négyemeletes, 12-elemes dipólusrés neve három a hármon a hármon a hármon, 3/3/3/3. Ezeket az emeletes Yagi-antennákat tulajdonképpen a csoportantennák fejezetében kellene tárgyalnunk, hiszen csoportantennának az olyan antennaberendezéseket nevezzük, amelyeket több *egyforma* antennarendszerből építünk fel. Az amatőr-gyakorlatban azonban különbséget teszünk csoportantenna és emeletes antenna között, és csoportantennának csak az olyan rendszereket tekintjük, amelyeknek táplált (gerjesztett) elemét egész hullámú dipólusból alakítottuk ki.

22.4.1. Az emeletek közötti távolság

Két Yagi-rendszer egymásra helyezésével elméletileg 3 dB nyereségnövekedést érhetünk el, ha az emeletek között betartjuk az optimális távolságot, és ha gondoskodunk arról, hogy egyenletesen, fázishelyesen és veszteség nélkül oszoljék el az energia a két rendszer között. Ez a megállapítás ugyanazt mondja, mint az ismert gyakorlati szabály, mely szerint az antennaelemek számának megkétszerezésével mindig 3 dB-lel nő meg az antenna nyeresége. A gyakorlatban azonban ezt a 3 dB-es legnagyobb lehetséges nyereségtöbbletet nem érhetjük el.

Az emeletek közötti távolságot kétféle szempont szerint állapíthatjuk meg, nevezetesen vagy a lehető legnagyobb mértékben akarjuk megnövelni a nyereséget, vagy arra törekszünk, hogy minél kisebb melléknyalábot kapjunk a sugárzási diagramon. Ebből már az is következik, hogy amikor a legnagyobb nyereségnek megfelelően állítjuk be az emeletek közötti távolságot, melléknyalábok jelennek meg a sugárzási görbén, vagyis ennek megfelelően csökken a főnyalábban kisugárzott energia.

Ezenkívül azonban az energiaelosztó vezeték is okoz bizonyos veszteséget. Ezért, amikor megkétszerezzük az elemek számát, és a legnagyobb nyereségnek megfelelően méretezzük a rendszert, a gyakorlatban csak 2,5...2,8 dB nyereségtöbbletre számíthatunk. Ez a lehetséges nyereségnövekedés még kisebb, ha a legkisebb melléknyalábóknak megfelelően méretezzük az emeletek közötti távolságot, mert ilyenkor az irányjelleggörbe érdekében tudatosan lemondunk a nyereség maximumáról. Az utóbbi esetben tehát csak 1,5...2,5 dB-lel növelhetjük meg az egyszerű emeletes elrendezéssel a rendszer nyereségét. Több emelet kialakításával ugyanilyen mértékben (körülbelül 2,4, illetve 2,7 dB-lel) nő meg a nyereség, valahányszor csak megkétszerezzük az elemek számát.

Példa. Kétszintes emeletes antennát akarunk összeállítani a 22.3. ábra szerinti háromelemes Yagi-antennákból. Egy-egy ilyen antenna nyeresége 5 dB, nyílásszöge a vízszintes síkban 70°, a függőleges síkban pedig 110°. A lehető legnagyobb nyereség elérésére törekszünk, tehát a várható nyereségnövekedés 5 dB+2,7 dB=7,7 dB. Minthogy a vízszintes nyílásszögben semmilyen változás nem következik be, a függőleges nyílásszög csökkenéséből kell származnia a nyereségtöbbletnek. Ez a szög a 3.19. ábra szerint kereken 68°. Azért, hogy még 2,7 dB-lel megnövelhessük az antennanyereséget, meg kell kétszereznünk az elemek számát, vagyis ez esetben *négy szintben* kell *egymás fölé* helyeznünk ilyen Yagi-antennákat (3/3/3/3). Így 7,7 dB+2,7 dB=10,4 dB nyereséget kapunk. A vízszintes nyílásszög ebben az esetben is megmarad az eredeti 70° értéken, a függőleges nyílásszög viszont a 3.19. ábra szerint kereken 37°-ra csökken.

A különálló antenna iránydiagramjának ismeretében bizonyos körülmények között matematikai számításokkal is meghatározhatjuk, hogyan függ az emeletes Yagi-antenna sugárzási jelleggörbéje az emeletek közötti távolságtól. A rádióamatőrök gyakorlatában elsősorban a legnagyobb nyereségnek megfelelő távolság a fontos. A sugárzási diagramon ezzel kapcsolatban keletkező melléknyalábok kizárólagosan csak a nyereségcsökkentő hatás szempontjából jönnek számításba.

Mint a 3.2.3.3. alpontban már részletesebben ismertettük, minden antennához a nyereségnek megfelelően hozzárendelhetünk egy hatásos felületet, amelyet a λ^2 mennyiséggel jelölünk. Ha két egyforma, ismert hatásos felületű antennát szerelünk egymás fölé, a lehető legnagyobb nyereség elérésére úgy kell megválasztanunk a két szint közötti távolságot, hogy a hatásos felületek éppen csak érintkezzenek egymással, de ne legyen átfedés közöttük (3.22. ábra). A legnagyobb nyereség szempontjából optimális távolság közelítő értékét a (3.26) egyenlet alapján lehet kiszámítani.

Közelítő értékeket tartalmaz az itt látható 22.1. táblázat is, amelyben a felhasználandó Yagi-sugárzók elemeinek száma szerint közöljük a legkedvezőbb távolságot.

22.1. táblázat. A lehető legnagyobb nyereségre méretezett emeletes antenna szintjei közötti legkedvezőbb távolság λ-ban kifejezett közelítő értékei a felhasznált alapantennákban levő elemek számának függvényében

Az antennaelemek száma	A szintek közötti távolság
3	$0{,}70\lambda$
4	$0{,}77\lambda$
5	$0{,}86\lambda$
6	$0{,}95\lambda$
7	$1{,}05\lambda$
8	$1{,}13\lambda$
9	$1{,}2\lambda$
10	$1{,}3\lambda$

Egy egyszerű gyakorlati szabály szerint a hosszú Yagi-antennák emeletes elrendezésével úgy kapjuk meg a legnagyobb nyereségnek megfelelő távolságot, hogy az antenna (a boom) hosszát 0,75-dal megszorozzuk.

Általában azt mondhatjuk, hogy az egyes antennasíkok nyereségének növekedésével hatásos felületük is növekszik. A nagyobb hatásos felületekhez az emeletek közötti távolságot is nagyobbra kell vennünk, ha a lehető legnagyobb nyereséget akarjuk elérni.

Ha viszont lemondunk a legnagyobb antennanyereségről, és e helyett inkább a lehető legkisebb melléknyalábok elérésének megfelelően akarjuk elvégezni a méretezést, az emeletek közötti legkedvezőbb távolságot $0{,}5\lambda$ és kereken $0{,}65\lambda$ között kell felvennünk. A kisebb érték a rövid (legfeljebb négyelemes), a nagyobbik pedig a tízelemes Yagi-antennákra vonatkozik.

22.4.2. Az emeletes Yagi-antennák táplálása

Az emeletes Yagi-rendszerek táplálására fennáll az az alapkövetelmény, hogy minden emeletet azonos fázisban és azonos mértékben kell gerjeszteni.

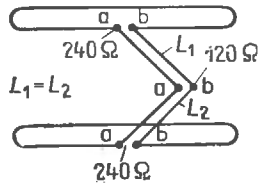
Két lehetőségünk van:

— Hangolt összekötő vezetékeket használunk fel a gerjesztéshez oly módon, hogy részben mint transzformáló tagokat képezzük ki őket, és gondoskodunk arról is, hogy a középső táppontban ezek az összekötő vezetékek a kívánt impedanciaértéket hozzák létre.

— Megfelelő hullámellenállású és transzformátorhatás nélküli hangolatlan összekötő vezetékeken keresztül gerjesztünk.

A hangolatlan összekötő vezetékek alkalmazását a 13.2. alfejezetben röviden már ismertettük, részletesen pedig a csoportantennákkal kapcsolatban tárgyaljuk, mert többnyire az ilyen antennákat szokás hangolatlan összekötő vezetékeken keresztül gerjeszteni.

Az emeletes Yagi-antennák gerjesztéséhez a legcélszerűbbek a hangolatlan összekötő vezetékek, mert ez esetben minden mechanikai nehézség nélkül tetszés szerinti nagyságúra választhatjuk az emeletek közötti távolságot. Ezek az összekötő vezetékek ezenkívül függetlenek a frekvenciától, tehát nem szűkítik be az antennarendszer átviteli sávját. A 22.15. ábrán, ahol erre a gerjesztési módra mutatunk be egy alkalmazási példát, az egyes Yagi-emeletekből csak a táplált hajlított dipólust tüntettük fel, hogy megkönnyítsük az áttekintést.



22.15. ábra. Két, egymás fölött elhelyezett Yagi-antenna azonos fázisú gerjesztés hangolatlan összekötő vezetékkel

Általánosan érvényesek a következő követelmények:

— Az egyes rendszerek talpponti ellenállásának ugyanakkorának kell lennie (esetünkben antennánként 240 Ω).

— Az összekötő vezetékek Z hullámellenállásának meg kell egyeznie az egyes rendszerek talp-

ponti ellenállásával (a 22.15. ábra szerinti példánkban $Z = 240\ \Omega$).

— Az összekötő vezetékek $L_1 + L_2$ hossza tetszés szerinti lehet, és az emeletek közötti távolság minden kívánt értékének megfelelhet. Fontos az, hogy a középső tápponthoz csatlakozó összekötő vezetékek a geometriai hossz és az elektromos hossz tekintetében megegyezzenek egymással (példánkban $L_1 = L_2$).

— A kívánt egyenlő fázisú gerjesztés csak abban az esetben lehetséges, ha a dipóluscsatlakozási pontok megfelelően vannak összekötve (példánkban az a pontot az a ponttal, a b pontot a b ponttal kell összekötni).

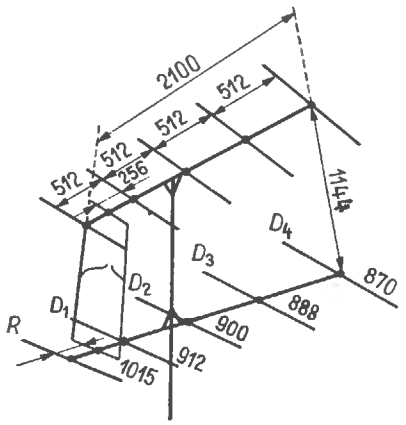
A középső táppontban párhuzamosan csatlakoznak egymáshoz a két különálló rendszernek megfelelő bemeneti impedanciák, úgyhogy a csatlakozási impedancia e bemeneti impedancia felével egyenlő (párhuzamosan kapcsolt ellenállások), vagyis esetünkben 120 Ω. A kettőnél több szintet tartalmazó emeletes antennákban az egymással párhuzamosan kapcsolt, egyébként egyenlő nagyságú talpponti ellenállások számának megfelelően tovább csökken a középső táppontban jelentkező impedancia. Ha például négy Yagi-síkot helyezünk egymás fölé, és mindegyik talpponti ellenállása külön-külön 240 Ω, a középső táppontban 60 Ω impedanciával számolhatunk (240 : 4). Ily módon egy szimmetrizáló átalakítón keresztül (lásd a 7. fejezetet) koaxiális kábellel is táplálhatjuk a rendszert.

A középső táppontban jelentkező csatlakozási impedancia sok esetben nem egyezik meg a beépítendő tápkábel hullámellenállásával. Ilyenkor az ismert transzformáló tagok valamelyikével, például egy negyedhullámú transzformátorral hozhatjuk létre a kívánt tápponti ellenállást (lásd a 6. fejezetben). A hangolatlan összekötő vezetékek használatának különösen nagy előnye, hogy minden mechanikai nehézség nélkül szabadon választhatjuk meg az emeletek közötti optimális távolságot. A gerjesztő vezetékek nem tartalmaznak frekvenciafüggő tagokat, tehát nem szűkíthetik be az átviteli sávot, és a központi táplálásban egyenlő nagyságúak az úthosszak, tehát teljesen egyenlő mértékű a gerjesztés mindegyik síkban. Az emeletes Yagi-antennákra is alkalmazható további gerjesztési lehetőségeket a 23. fejezetben tárgyalunk.

Az előbbiekben elmondottak alapján már tetszés szerinti nagyságú Yagi-síkokból tudunk összeállítani emeletes rendszereket, úgyhogy felesleges volna részletesebb leírásokat adni a gerjesztési módszer alkalmazásáról. A következőkben néhány olyan változatot mutatunk be az emeletes Yagi-antennákból, amelyekben a szokásostól eltérő gerjesztést alkalmazunk.

22.4.3. 6/6 elrendezésű emeletes Yagi-antenna OH 2 EW szerint

A 22.16. ábrán látható kétszintes Yagi-rendszernek szokatlan a gerjesztése. Ebben az esetben egy olyan vázréses gerjesztésről van szó, amely különösen a brit amatőrök körében nagyon népszerű.

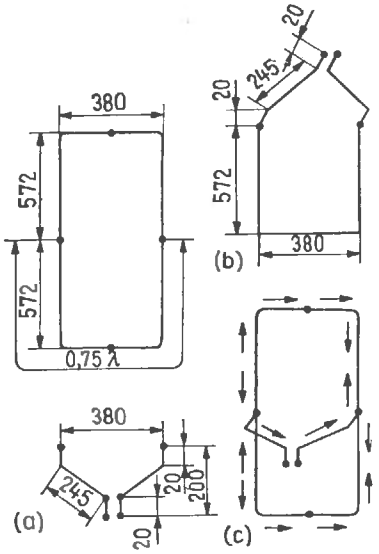


22.16. ábra. A 6/6 elrendezésű emeletes Yagi-antenna OH 2 EW szerint

A 22.17.(a) ábrán külön is megrajzoltuk a táplált elemet. A beírt hosszak összeadásával a derékszögű négyszög teljes kerületére 3048 mm értéket kapunk. Minthogy ez az antenna a 2 m-es sávban használható, a kiszámított hossz körülbelül 1,5 hullámhossznak, vagyis egy-egy fele $0{,}75\lambda$-nak felel meg. Ilyen körülmények között nem lehet egyező fázisban gerjeszteni a két szintet. Csak akkor látjuk világosan a viszonyokat, ha a négyszög felső és alsó felét külön-külön vizsgáljuk, és figyelembe vesszük az Y-vezeték hosszát is [22.17.(b) ábra]. Megállapíthatjuk, hogy az 570 mm hosszú Y-vezeték (két ága egyenként 285 mm) az 1λ hosszból hiányzó negyedhullámú részt képviseli. Minthogy ez az Y-vezeték az alsó és a felső részben egyaránt hat, a táplált elem gyakorlatilag két, egyenként 1λ kerületű négyzetből tevődik össze. A 22.17.(c) ábrán újra megrajzoltuk az egész táplált elemet, de itt az áramirányokat is feltüntettük. Mint látjuk, minden vízszintes szakaszban egyenlő fázisú a gerjesztés.

Az emeletek közötti távolság a gerjesztőelemnek megfelelően kereken 0,6λ (1144 mm), vagyis az emeletes elrendezéssel elért többletnyereséget 2,3 dB-re becsülhetjük. Az 1λ hosszúságú boom és a direktorok közötti aránylag nagy távolságok alapján felismerhetjük a hosszú Yagi-antennák elvét.

Az elemek hossza és távolsága kitűnik a 22.16. ábrából, míg a táplált elem és az Y-tag méreteit a 22.17. ábrán láthatjuk. A parazita-elemek 5 mm-es gömbölyű alumínium rúdból készülnek, a táplált szakaszt pedig az Y-vezetékkel együtt 8 mm vastag gömbölyű anyagból kell előállítani. Az eredeti antenna elemeinek tartója 20 mm × 20 mm × 2 mm méretű, U-keresztmetszetű alumíniumprofil. Az anyagokra megadott vastagsági méretek nem nagyon kritikusak, ± 20% eltérések megengedhetők.



22.17. ábra. A 6/6 elrendezésű rendszer táplált antennaeleme:
(a) az Y-vezeték téglalap alakú eleme; (b) a táplált antennaelem egyik fele; (c) az antennaelem árameloszlása

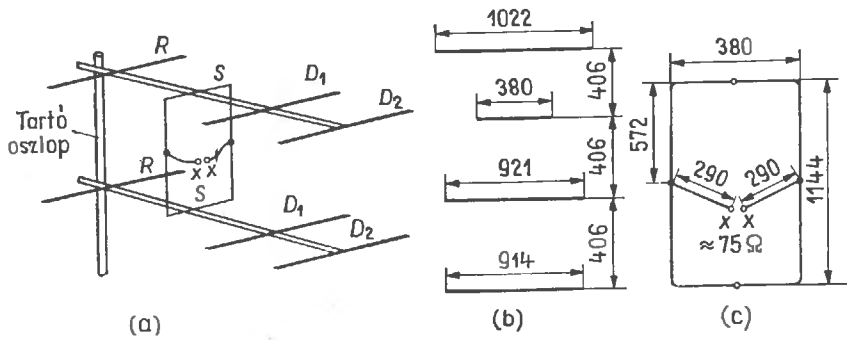
Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője	lásd a szövegben
Tartók	20...30 mm átmérőjű fémcsövek
Az antenna hossza	2100 mm
Az emeletek közötti távolság	1144 mm
Talpponti ellenállás	70 Ω (szimmetrikus)
Antennanyereség	kb. 12 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb. 20 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb. 50°
Nyílásszög a függőleges síkban, α_H	kb. 35°

Szimmetrizáló átalakító közbeiktatásával a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelek valamelyikét is felhasználhatjuk az antennarendszer táplálására.

22.4.4. 4/4 elrendezésű emeletes rövid Yagi-antennarendszer

A 22.18. ábrán látható emeletes, rövid Yagi-antenna szintén vázrésgerjesztéssel működik. A táplált elem ugyanolyan méretű, mint az előző 6/6 elrendezésben, a parazita-elemek viszont hosszúságuk és a közöttük levő távolságok tekintetében is mások. Az ábráról minden egyéb elrende-



22.18. ábra. A 4/4 elrendezésű emeletes, rövid Yagi-antenna:
(a) teljes nézet; (b) részletrajz a táplált antennaelemről; (c) méretrajz

zési részletet leolvashatunk. Minthogy a tápponti ellenállás nagyjából 75 Ω-ot tesz ki, a szimmetrizáló átalakító közbeiktatásával ezt az antennát is táplálhatjuk koaxiális kábellel.

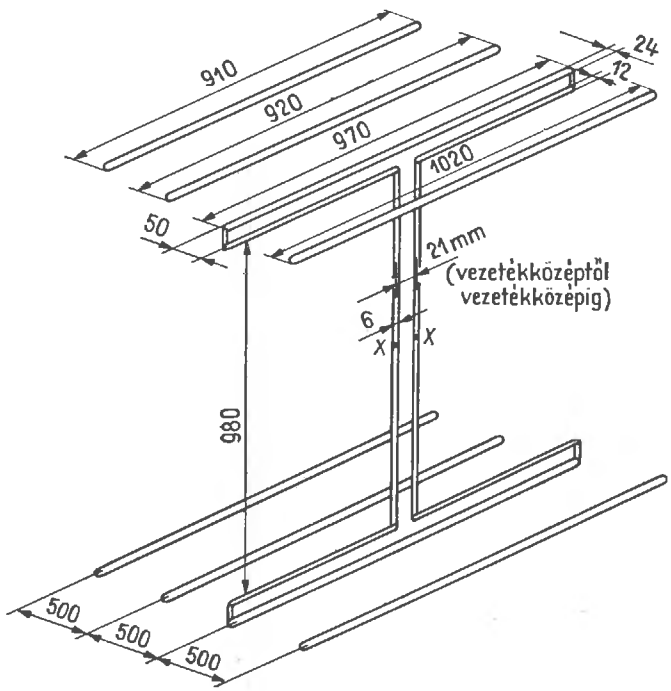
Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője	6...8 mm
A tartó anyaga	15...30 mm átmérőjű fémcső
Az antenna hossza	1230 mm
Az elemek közötti távolság	1144 mm
Talpponti ellenállás	kb. 75 Ω szimmetrikus
Antennanyereség	kb. 9 dB
Hátrasugárzási csillapítás	kb. 16 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, α_E	kb. 60°
Nyílásszög a függőleges síkban α_H	kb. 55°

22.4.5. 4/4 elrendezésű emeletes Yagi-antenna DL 3 FM szerint

A hangolatlan összekötő vezetékkel gerjesztett emeletes Yagi-antennáknak (lásd a 22.4.2. pontot) számos előnyükön kívül csak egy hátrányuk van: „huzalozásukhoz" általában a kereskedelmi forgalomban kapható URH-szalagkábelt kell felhasználnunk. Mint már többször is megállapítottuk, ezek a vezetékek nem időjárásállók, és az eleinte nagyon kedvező tulajdonságaik az idők folyamán jelentősen leromlanak. Ha tehát állandó használatra akarunk ilyen fajtájú antennaberendezést létesíteni, 240 Ω hullámellenállású szimmetrikus tömlővezetéket kell alkalmaznunk a tápvezetékben, ez ugyanis sokkal jobban ellenáll a légköri hatásoknak. Ha nem kapunk ilyen típusú kábelt, sok esetben előnyösebbnek bizonyulhatnak a gerjesztéshez a hangolatlan összekötő vezeékek.

Erre a gerjesztési módszerre jó példa a DL 3 FM szerinti, $^4/_4$ elrendezésű rendszer. Az alapantenna egy négyelemes Yagi; ennek hajlított dipólusát, vagyis táplált elemét különböző vastagságú részekből kell összeállítani. Ezáltal az egyes szintek talpponti ellenállása körülbelül 110 Ω. A két szintet párhuzamos csővezetékkel kötjük össze (22.19. ábra). Az összekötő vezeték teljes hossza elektromosan $\lambda/2$, a középső táppont (XX) ennek a félhullámú vezetéknek pontosan a geometriai közepén van. A középső táppont és az egyes antennaszintek közötti vezeték hossza ezért minden esetben pontosan $\lambda/4$. A negyedhullámú vezetékek



22.19. ábra. A 4/4 elrendezésű emeletes Yagi-antenna vázlatos felépítése DL 3 FM szerint

transzformációs tulajdonságait a 6.5. alfejezetben már elmagyaráztuk. A két negyedhullámú transzformáló vezetéket az *XX* táppontban egymással párhuzamosan kapcsoljuk, úgyhogy az *XX* pontban megjelenő transzformált impedanciák az egyenlő ellenállások párhuzamos kapcsolásának megfelelően csak a félértékkel egyenlők.

Ha például 240 Ω csatlakozási impedanciát akarunk kapni az *XX* pontban, mindegyik negyedhullámú transzformátornak az *XX* pontban 480 Ω impedanciára kell transzformálnia, mert két, egyenként 480 Ω nagyságú ellenállás párhuzamos kapcsolásával 240 Ω-ot kapunk. Minthogy esetünkben a talpponti ellenállás mindkét szinten körülbelül 110 Ω, az *XX* pontban pedig 240 Ω tápponti ellenállásra van szükség, a párhuzamos kapcsolás Z hullámellenállása az (5.31) egyenlet szerint:

$$Z = \sqrt{110 \cdot 480} \approx 230\ \Omega.$$

Az 5.4. ábra szerint egy kettős vezeték 230 Ω hullámellenállással ábrázolható, ha a vezetők közötti D távolságnak és a vezetők d átmérőjének az aránya 3,5: 1, ha csak a levegő szigeteli a huzalokat. Ha — a közölt adatoknak megfelelően — 6 mm átmérőjű alumínium huzalból készítjük el az összekötő vezetéket, az egyik huzal középvonalától a másik huzal középvonaláig terjedő távolság 21 mm. 10 mm-es huzalok között értelemszerűen 35 mm-es távolság adódik. Ezekkel a méretekkel az *XX* táppontbeli ellenállás kereken 240 Ω.

A félhullámú összekötő vezeték 0,5λ-ban eleve megszabja a szintek közötti távolságot, ezért le kell mondanunk a legnagyobb antennanyereségről, és úgy kell elvégeznünk a méretezést, hogy a lehető legkisebbek legyenek a melléknyalábok az iránydiagramon. A szekunder elemek 15...25 mm vastagok lehetnek, a nagyobb átmérőnek valamivel nagyobb sávszélesség felel meg. A keskeny sáv szerinti méretezés és a frekvenciafüggő transzformátortagok ellenére ez az antenna minden esetben jelentős teljesítménycsökkenés nélkül alkalmazható a 2 m-es sáv teljes szélessége mentén.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője
A gerjesztett elemek a 22.19. ábra szerint
A parazita-elemek átmérője 15—25 mm
Tartószerkezet: 20...30 mm átmérőjű fémcsőből.
Az antenna hossza: 1500 mm
Az emeletek közötti távolság: 980 mm
Talpponti ellenállás: 240 Ω, szimmetrikus
Antennanyereség: kb. 9,5 dB
Hátrasugárzási csillapítás: kb. 17 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, $\alpha_E \approx 58°$
Nyílásszög a függőleges síkban, $\alpha_H \approx 54°$
A táplálás ajánlott módja: koaxiális kábel és félhullámú kerülő vezeték (lásd a 7.5. alfejezetet).

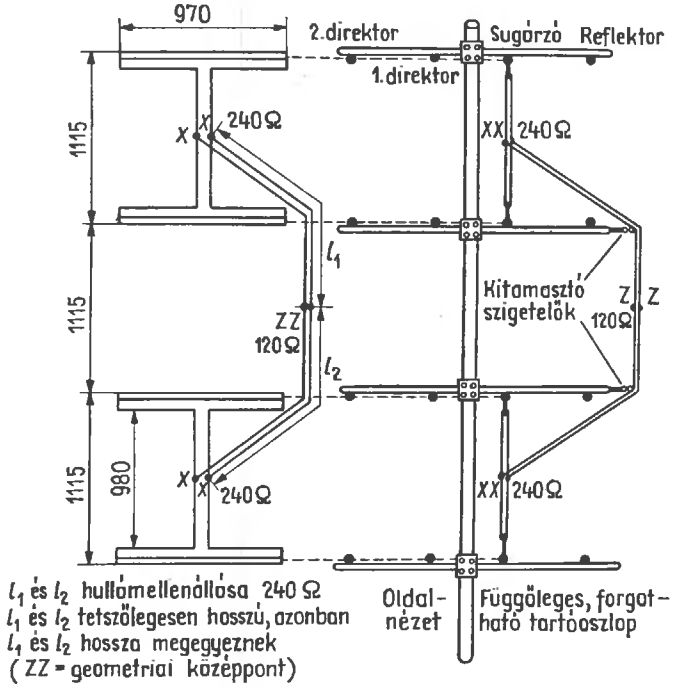
22.4.6. Négyszintes, 4/4/4/4 elrendezésű emeletes Yagi-antenna

A 22.4.5. pont szerinti $^4/_4$ elrendezésű rendszerekből kettő egymás fölé helyezve jó teljesítőképességű 2 m-es antennát eredményez. Ez a rendszer négy szintben 16 elemet tartalmaz. A függőleges irányban mért szerkezeti magassága 3,35 m. Ebben az esetben a lehető legkisebb mechanikai anyagfelhasználással egyesíthetjük a Yagi-antennák előnyeit a csoportantennák előnyeivel.

A $^4/_4$ elrendezésű antenna méretei mind ugyanazok maradnak, mint a 22.19. ábrán, mindössze annyit kell tennünk, hogy két ilyen antennát egymás fölé helyezünk és távolságukat egy fél hullámhossznak megfelelően állítjuk be. Ezért a 22.20.(a) ábrán a két rendszerből csak a táplált elemek vázlatos rajzát mutatjuk be; a 22.20.(b) ábra a teljes antennarendszer oldalnézete.

A teljes komplexum táplálására két lehetőség adódik: mivel a két felső és a két alsó szint (emelet) *XX* táppontjában mindig 240 Ω a talpponti ellenállás, ezt a két talppontot tetszés szerinti hosszúságú, de 240 Ω hullámellenállású vezetékkel köthetjük össze. Ennek az összekötő vezetéknek a geometriai közepén megkapjuk az antenna két felének közös ZZ táppontját. Itt azonban párhuzamosan csatlakoznak egymáshoz a 240 Ω-os vezetékek, tehát a ZZ pontban megjelenő ellenállás az előbbinek csak a fele, vagyis 120 Ω. Így hát most már az egész elrendezést egy szimmetrikus 120 Ω-os vezetékkel (például a 120 D 10—1 típusú szimmetrikus, árnyékolt kéthuzalos vezetékkel) táplálhatjuk. Az ilyen vezetékek azonban költségesek, és nem is kaphatók mindenhol, egy negyedhullámú transzformátor beiktatásával visszatranszformálhatjuk 240 Ω-ra a 120 Ω-os impedanciát. Végeredményben tehát 240 Ω-os kábellel vagy félhullámú illesztőtagon keresztül 60 Ω-os koaxiális kábellel táplálhatjuk a rendszert. A ZZ pontban csatlakoztatandó negyedhullámú transzformátor hullámellenállása az (5.31) képlet szerint

$$Z = \sqrt{120 \cdot 240} \approx 170\ \Omega.$$



22.20. ábra. A 4/4/4/4 elrendezésű emeletes Yagi-antenna:
(a) a táplált antennaelem; (b) a teljes antenna oldalnézete

Mint az 5.4. ábrán látjuk, ebben az esetben a huzalok távolságának és átmérőjének úgy kell aránylania egymáshoz, mint ahogyan 2,2 aránylik az 1-hez. Az ilyen levegőszigetelésű kéthuzalos vezeték geometriai hossza 0,98λ/4, vagyis 145 MHz üzemi frekvencián kereken 510 mm. Ezt a vezetéket kis köz tartásával egy keskeny műanyag csíkra szereljük, és a mechanikailag immár merev transzformáló tagot felerősítjük a ZZ pont és a tartóoszlop közé. A csatlakozási impedancia nagysága a Q-match nyitott végén újra 240 Ω.

Azt, hogy a 240 Ω hullámellenállású ultrarövid hullámú szalagkábelek sem elektromosan, sem pedig mechanikailag nem nagyon kedvezőek, már többször említettük. Légszigetelésű kéthuzalos vezetékeket is készíthetünk ekkora hullámellenállásra, minthogy azonban a huzalok távolsága és átmérője közötti arány ebben az esetben csak 3,8 : 1 (lásd az 5.4. ábrát), kissé nehéz az antenna megépítése. A következőkben ismertetendő táplálási mód ezért kedvezőbb megoldást nyújt.

Az l_1 és az l_2 vezetéket ebben az esetben nem vehetjük tetszés szerinti hosszúságúra, mert az elektromos hossznak mindkét vezeték mentén pontosan 0,75λ nagyságúnak kell lennie. Az azonban teljesen közömbös, hogy a tényleges vezetékhossz $^1/_4\lambda$, $^3/_4\lambda$, $^5/_4\lambda$, ... közül a valóságban melyik, mert az ellenállástranszformálás szempontjából $^1/_4\lambda$ minden páratlan számú többszöröse egyenértékű a negyedhullámú transzformátorral. Ezért a $^3/_4\lambda$ hosszúságú összekötő vezeték is mint negyedhullámú transzformátor működik. Így hát a két $^3/_4\lambda$ hosszúságú vezeték ZZ összekötési pontjában jelentkező impedancia e vezetékek Z_0 hullámellenállásától függ. Minthogy pedig a ZZ pontban 240 Ω tápponti ellenállásra törekszünk, és a két vezeték itt párhuzamos egymással, mindkét vezetéknek külön-külön ebben a ZZ pontban 480 Ω-ra kell transzformálnia az ellenállást. Az (5.13) egyenlet értelmében

$$Z = \sqrt{240 \cdot 480} \approx 340\,\Omega.$$

A 340 Ω hullámellenállású, légszigetelésű kéthuzalos vezetékre az 5.4. ábráról azt olvashatjuk le, hogy a huzalok középvonala közötti távolság és a huzalátmérő arányának 8,5 : 1 nagyságúnak kell lennie. Ilyen vezetéket aránylag könnyen megvalósíthatunk. A levegőszigetelésnek megfelelő rö-

vidülési tényező figyelembevételével 145 MHz üzemi frekvencián ($0{,}75\lambda = 155{,}3$ cm) l_1 és l_2 értéke:

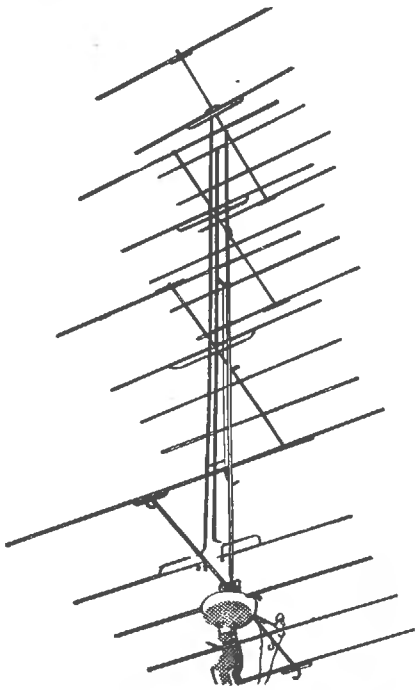
$$l_1 = l_2 = 155{,}3 \cdot 0{,}97 = 150{,}64 \text{ cm}.$$

Összefoglalás

A két 4/4 elrendezésű rendszer *XX* talppontját egy-egy légszigetelésű, 150 cm hosszú kéthuzalos vezeték felhasználásával összekötjük a ZZ ponttal. A vezetékek hullámellenállása 340 Ω. A ZZ pontban ily módon 240 Ω nagyságú szimmetrikus talpponti ellenállást kapunk.

Az emeletes elrendezés révén a rendszer antennanyeresége körülbelül 11,5 dB-re nő meg, a kereken 60° nagyságú vízszintes nyílásszög változatlan marad, a függőleges nyílásszög viszont körülbelül 32°-ra csökken.

A többemeletes Yagi-antennákra szerkezeti példaként a 22.21. ábrán bemutatjuk DL 6 MH 5/5/5/5 elrendezésű antennáját.



22.21. ábra. Az 5/5/5/5 elrendezésű emeletes Yagi-antenna DL6 MH szerint

22.4.7. Emeletes hosszú Yagi-antennák

A hosszú Yagi-antennák egymásra helyezésével is jó eredményeket érhetünk el. Annak azonban nem volna sok értelme, hogy a sokszintes rendszerben $0{,}5\lambda$ és $0{,}7\lambda$ értékre állítsuk be a szintek közötti távolságot, mert ez esetben túlságosan átlapolnák egymást a nagy hatásos felületek, és így csak kisebb mértékben nőne meg a nyereség.

Ha az egyes síkoknak megfelelő hatásos felületből indulunk ki, és a (3.25) képlet alapján próbáljuk megállapítani a legnagyobb nyereségnek megfelelően a szintek közötti optimális távolságot, minden bonyolultabb számítás nélkül megkapjuk ezt az optimális értéket.

A 3.21. ábráról leolvashatjuk, hogyan függ a λ^2 mennyiséggel kifejezve az egyes antennaszintek A hatásos felülete a dB-ben kifejezett antennanyereségtől. Például a 22.13. ábra szerinti 11-elemes hosszú Yagi-antenna nyeresége 12 dB, tehát A hatásos felülete $2{,}0\lambda^2$. Minthogy a függőleges síkban $\alpha_H = 40°$ a nyílásszög, és ismeretes az is, hogy a vízszintes síkban $\alpha_E = 37°$, a (3.25) képletből könnyen megállapíthatjuk, hogy a szintek közötti S távolság:

$$S = 2\sqrt{\frac{A \cdot \alpha_H}{\pi \cdot \alpha_E}} = 2\sqrt{\frac{2 \cdot 40}{3{,}14 \cdot 37}} =$$

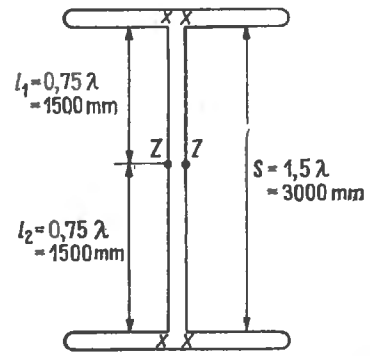
$$= 2\sqrt{0{,}7} \approx 1{,}68\lambda.$$

Ebből az következik, hogy amikor a szintek közötti S távolság $1{,}68\lambda$, a két szintnek megfelelő hatásos felületek már nem fedik át egymást, vagyis megkaphatjuk az emeletes elrendezéssel a lehető legnagyobb nyereséget.

Az emeletes elrendezésű hosszú Yagi-antennákat szokásos módon tápláljuk. Mivel pedig a helyigények miatt két szintnél több aligha jön számításba, a gerjesztés roppant egyszerű. A szintek közötti nagy távolság következtében nem kapcsolhatunk a táppontban egymással párhuzamosan két negyedhullámú transzformátort. Mint már említettük azonban, hogy minden olyan vezeték, amelynek hossza a negyedhullámhossz páratlan többszörösével egyenlő, az ellenáliástranszformálás szempontjából ugyanúgy viselkedik, mint egy negyedhullámú transzformátor. Ezért a gerjesztett elemeket a középső tápponttal összekötő vezetékek hosszát tetszés szerint $^3/_4\lambda$, $^5/_4\lambda$ vagy $^7/_4\lambda$ értékre növelhetjük.

Példaként elmagyarázzuk két, 11-elemes emeletes, hosszú Yagi-antennákból összeállított rendszer táplálását (22.13. ábra). Mint az előbbiekben megállapítottuk, a szintek közötti távolságnak egyenlőnek kell lennie az optimális $1{,}68\lambda$ értékkel. Ha a középső tápponthoz csatlakozó transzformáló összekötő vezetékek hossza külön-külön

$^3/_4\lambda$, a szintek közötti távolságnak 1,5λ-nak kell lennie, tehát valamivel kisebbnek a számítottnál. A gyakorlatban nem sokat számít ez, hiszen a szintek közötti távolságra kapott érték úgyis csak a hozzávetőleges tájékozódást szolgálja.



22.22. ábra. A 11/11 elrendezésű kétemeletes hosszú Yagi-antenna gerjesztése

Most még a hangolt összekötő vezeték hullámellenállását kell meghatároznunk. Hogy jobban szemléltethessük a viszonyokat, a 22.22. ábrán a két táplált antennaelemet a most tárgyalt összekötő vezetékkel együtt rajzoltuk fel. Ha mindegyik szint talpponti ellenállása az *XX* pontban 240 Ω, és a ZZ pontban szintén 240 Ω tápponti ellenállást akarunk kapni, az összekötő vezetéket 340 Ω hullámellenállásra kell méreteznünk

$$(Z_0 = \sqrt{240 \cdot 480}).$$



22.23. ábra. A 7/7 elrendezésű kétszintes emeletes hosszú Yagi-antenna DI 6 EK szerint

Az 5.4. ábra szerint ezt a hullámellenállást akkor kapjuk meg, ha a huzalok távolságának és átmérőjének aránya 8,5 : 1. Ha tehát 6 mm-es csőből vagy tömör anyagból készítjük el az összekötő vezetéket, a középvonalak közötti távolságnak 51 mm-nek kell lennie.

Ezzel a 11-elemes emeletes Yagi-antennával 14,5 dB antennanyereségre számíthatunk. A vízszintes síkban körülbelül 37° marad a nyílásszög, a függőleges síkban viszont kereken 26°-ra csökken ez a szög.

A megvalósításra példaként bemutatjuk a 22.23. ábrán a DL 6 EK által megépített kétszintes, 7/7 felépítésű hosszú Yagi-antenna fényképét.

22.4.7.1. Az 5/5 felépítésű kétszintes hosszú Yagi-antenna

Két, egymásra helyezett ötelemes hosszú Yagi-antenna gerjesztésére (22.8. ábra) nagyon kedvező lehetőségeink vannak. Ennek az optimális hosszú Yagi-antennának az ismert elektromos adataiból mindenekelőtt kiszámítjuk a legnagyobb antennanyereségnek megfelelő optimális *S* emeletmagasságot. A 3.21. ábrából és a (3.51) egyenletből a már ismert módon kereken 1,48λ távolság adódik, vagyis a 2 m-es sávra vonatkoztatva 3060 mm a szintek közötti távolság. Minthogy mindkét szinten körülbelül 130 Ω a talpponti ellenállás, egy tetszés szerinti hosszúságú hangolatlan 120 Ω-os vezeték felhasználásával köthetjük össze egymással a két rendszert. A legalkalmasabb erre a célra a 120 D 10—1 típusú árnyékolt szimmetrikus kéthuzalos vezeték, mert ellenáll az időjárás viszontagságainak és tetszés szerinti kerülő utakon fektethető. Ennek az összekötő vezetéknek pontosan a geometriai középpontjában képezzük ki a középső táppontot. Minthogy a talpponti ellenállások egymással párhuzamosan vannak kapcsolva, az eredő csatlakozási impedancia a középső táppontban 60...65 Ω. Egy szimmetrizáló átalakító közbeiktatásával tehát egy koaxiális kábel közvetlenül táplálhatja ezt az antennarendszert.

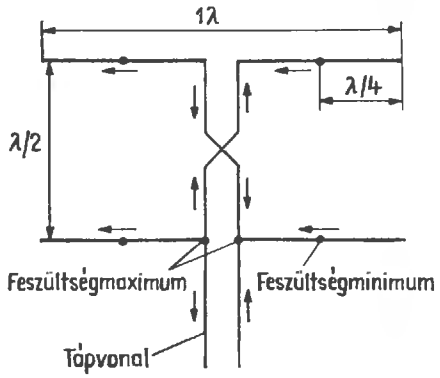
Mechanikai és elektromos adatok

A szintek közötti távolság,	
1,48λ =	3060 mm
Antennanyereség	kb. 13,5 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban,	
α_E	kb. 44°
Nyílásszög a függőleges síkban,	
α_H	kb. 28°

23.

Csoportantennák a 2 m-es sávra

Általában bárhogyan is kapcsolunk össze egyforma antennákat, az ennek eredményeként kapott antennarendszert antennacsoportnak vagy csoportantennának szokás nevezni, de a rádióamatőrök további megkülönböztetést is tesznek. Terminológiájukban a csoportantenna mindig kollineáris dipólusokból (dipólus-sorokból) tevődik össze oly módon, hogy a dipólusok (dipólusrések) függőleges irányban egymás fölött helyezkednek el, és a polarizáció vízszintes (13.1...13.3 alfejezetek).



23.1. ábra. Négyelemes csoportantenna

E definíció értelmében a legegyszerűbb csoportantenna két, egymás fölé helyezett egészhullámú dipólusból áll (23.1. ábra), mert az egészhullámú dipólus a legegyszerűbb dipólus-sor (két kollineáris félhullámú dipólus). A dipólusrést úgy kapjuk meg, hogy párhuzamosan kapcsolunk egy második egész hullámú dipólust.

A nagyobb antennacsoportokban is az amatőrgyakorlatban többnyire a legegyszerűbb dipólussorok alkalmazására szorítkozunk, vagyis majdnem mindig vízszintes egészhullámú dipólusokat helyezünk el emeletesen egymás fölé több szintben. Ez esetben a csoportantenna vízszintes nyílásszögét az antennaszintek számától függetlenül kizárólag csak a felhasznált dipólus-sor vízszintes nyílásszöge határozza meg. Minthogy pedig ez a dipólussor normális körülmények között egyetlen egészhullámú dipólus, az ilyen vízszintesen polarizált antennacsoportok vízszintes nyílásszöge kereken 65° (lásd a 4.2. alfejezetet). Hogy egyoldalas irányhatást kapjunk, és ezzel egyidejűleg növelhessük az antennanyereséget, az ultrarövid hullámú csoportantennákra majdnem mindig reflektorokat vagy ritkább esetekben reflektorfalat is szerelünk. Ezek a reflektorok félhullámú hangolt parazita-elemek. Ily módon kereken 60°-ra csökkentjük az egész hullámú dipólusok és ezzel együtt az egész antennacsoport vízszintes síkú nyílásszögét.

Mint a 23.1. ábrán láthatjuk, az egészhullámú dipólusokat feszültségmaximumban tápláljuk. Ezért a talpponti ellenállások igen nagy értékűek, és nagymértékben függnek a karcsúsági tényezőtől (4.7. ábra).

Az egészhullámú dipólusok talpponti ellenállása ezenkívül egy kissé attól is függ, hogy milyen széles a táppont elválasztási helye, és hogy a csoportantennán belül mekkora a párhuzamos dipólusok közötti távolság. Az egészhullámú dipólusok rövidülési tényezője szintén a hullámhossz és az átmérő arányától függ, és a 4.7. ábrán közölt görbéről olvasható le.

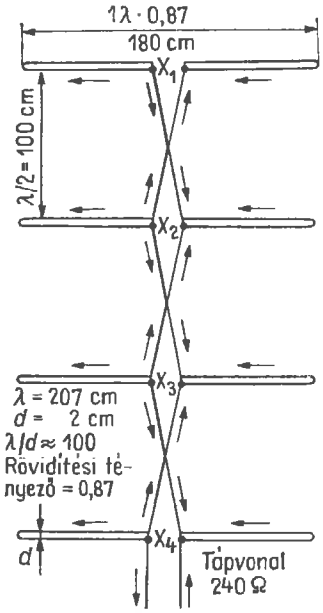
Az egészhullámú dipólus nagy talpponti ellenállása kedvezően befolyásolja a csoportantenna

illesztési lehetőségeit, mert több egészhullámú dipólus párhuzamos kapcsolásával sok esetben olyan ellenállást kapunk a közös táppontban, amely lehetővé teszi a tápvezeték közvetlen bekötését. Hátrányos, hogy az egészhullámú dipólust nagyon gondosan el kell szigetelni a táppontban, hiszen itt maximumot ér el a feszültség. Lebeszélünk mindenkit arról a néha javasolt megoldásról, hogy a talppont közelében rögzítse mechanikailag az antennát, mert nedves időben a legjobb szigetelők is nagy veszteségeket okozhatnak. Az egészhullámú dipólus feszültségminimuma körülbelül egy negyedhullámnyi távolságra van a végektől, ezért esetleg ezekben a pontokban rögzíthetjük a teljes egészében fémanyagú antennát. Minthogy azonban az egészhullámú dipólus feszültségeloszlása nem annyira egyenletes, mint a félhullámú dipóluson, az elméleti feszültségminimum helyén is van valami feszültség. A fémes tartószerkezet tehát nem ajánlatos, de elegendő impregnált fából elkészíteni a feszültségek csomópontjában a rögzítő szerkezetet.

23.1. A csoportantennák táplálása

Példákon fogjuk elmagyarázni a csoportsugárzók gerjesztését és illesztését. A 23.2. ábrán látható csoportantenna négy szintből (négy párhuzamos dipólusból), szintenként két kollineáris, fázisban gerjesztett félhullámú dipólusrészből (egészhullámú dipólusból) tevődik össze. Az antennaelemek d átmérője 20 mm, az üzemi hullámhossz 207 cm. Ezek szerint a hullámhossz és az átmérő aránya $2070 : 20 \approx 100$. A 4.7. ábrából mindegyik egészhullámú dipólusra körülbelül 1100 Ω talpponti ellenállást kapunk, a rövidülési tényező 0,87. Ezekből az adatokból az egészhullámú dipólus geometriai hossza $207 \cdot 0{,}87 \approx 180$ cm.

A hullámhossz és átmérő megadott arányával mindegyik egészhullámú dipólus talpponti ellenállása kereken 1100 Ω. Négy dipólus van itt párhuzamosan kapcsolva, tehát az X_4 táppontban körülbelül $1100 : 4 = 275$ Ω az ellenállás. Az X_4 (illetve X_3, X_2 vagy X_1) ponthoz tehát tetszés szerinti hosszúságú, de 240...300 Ω hullámellenállású szimmetrikus kéthuzalos vezetéket csatlakoztathatunk oly módon, hogy csak jelentéktelen állóhullámarányt kapjunk. Ha viszont koaxiális kábellel akarjuk táplálni ezt a csoportantennát, a szokásos módon egy félhullámú kerülővezetéket kell kialakítanunk. Ez a kerülővezeték elvégzi a kívánt 4 : 1 arányú ellenállástranszformálást, egyúttal szimmetrizál is. Ha a tápponti ellenállásra olyan értékek adódnának, amelyek nem teszik lehetővé a tápvezeték közvetlen csatlakoztatását, valamilyen megfelelő illesztésről kell gondoskodnunk.



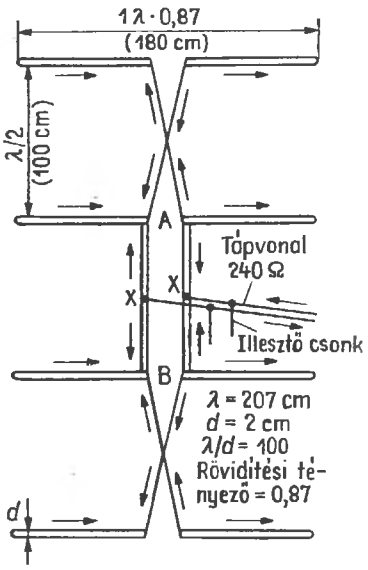
23.2. ábra. Csoportantenna; betáplálás a legalsó dipólusban. X_1, X_2, X_3, és X_4 értéke egyenként 1100 Ω, az eredő érték az X_4 pontban $1100 : 4 = 275$ Ω

Ennek az összekapcsolási módnak megvan az a hátránya, hogy az egyes dipólusszintek nem egészen egyidejű gerjesztést kapnak. A táppontól legtávolabb levő dipólusszint a futási idő következtében valamivel később kapja energiáját, mint a következő szint; ezáltal megváltozik a főnyaláb emelkedési szöge: az antenna „bandzsít". Ezenkívül csökken a sávszélesség.

Az elektromosan előnyösebb központi táplálással egy ugyanilyen csoportantenna a 23.3. ábrán látható. A keresztezés nélküli összekötő vezeték a második és a harmadik szint között $\lambda/2$ hosszúságú; minthogy a tápvezetéket e vezeték geometriai középpontjához csatlakoztatjuk, két negyedhullámú transzformátor párhuzamos kapcsolásának kell tekintenünk. Az A és a B pontban két-két szint párhuzamos kapcsolásának megfelelően körülbelül 550 Ω impedanciát kapunk. Ha az XX táppontban 240 Ω csatlakozási impedanciára van szükségünk, mindegyik negyedhullámú transzformátornak 550 Ω-ról 480 Ω-ra kell transzformál-

nia. Az A—B összekötő vezeték Z_0 hullámellenállása tehát az (5.31) egyenlet értelmében

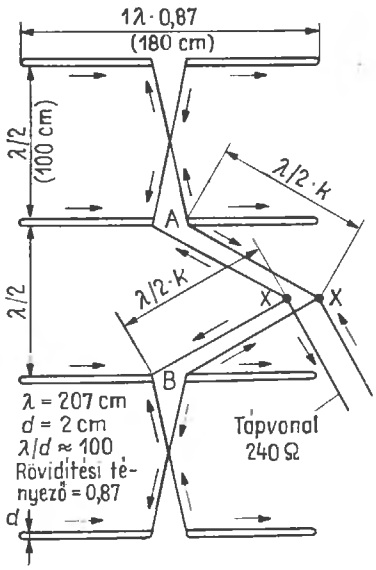
$$Z_0 = \sqrt{550 \cdot 480} \approx 510\ \Omega.$$



23.3. ábra. Központi táplálású csoportantenna

Az 510 Ω hullámellenállású párhuzamos csővezeték mechanikai ábrázolása azonban nehézségekbe ütközik, mert a párhuzamos csövek között nagy távolságra volna szükség. Ezért a csatlakozó dipólusok szétválasztási helyének megengedhetetlenül szélesnek kell lennie. Ez esetben kizárólag mechanikai szempontok szerint méretezhetnők az A—B vezeték hullámellenállását, és egy illesztő csonkkal lehetne — mint a 23.3. ábrán látható — hozzáilleszteni az XX táppontban kapott ellenállást a tápvezeték hullámellenállásához. A gyakorlatban többnyire kedvezőbb illesztési viszonyok alakulnak ki, mert majdnem mindig hangolt reflektorokkal van dolgunk, márpedig az ilyen reflektorokkal — a közöttük levő távolságnak megfelelően — valamilyen megfelelő értékre hozhatjuk az egyes emeletek (szintek) talpponti ellenállását.

Különösen kedvező megoldású gerjesztést láthatunk a 23.4. ábrán. A negyedhullámú transzformátorokat ez esetben teljesen elhagyjuk, és helyettük félhullámú vezetékdarabokat iktatunk be XX—A és XX—B közé. Ezek a vezetékdarabok, mint tudjuk, 1 : 1 arányban transzformálják az ellenállást. Az előző esetben A és B helyén egyaránt 550 Ω volt a bemeneti impedancia. Ezek az impedanciák az XX pontban is megvannak, de itt párhuzamosan csatlakoznak egymáshoz, úgyhogy az eredő ellenállás ebben az XX táppontban most már 275 Ω. Ily módon elhanyagolható illesztési

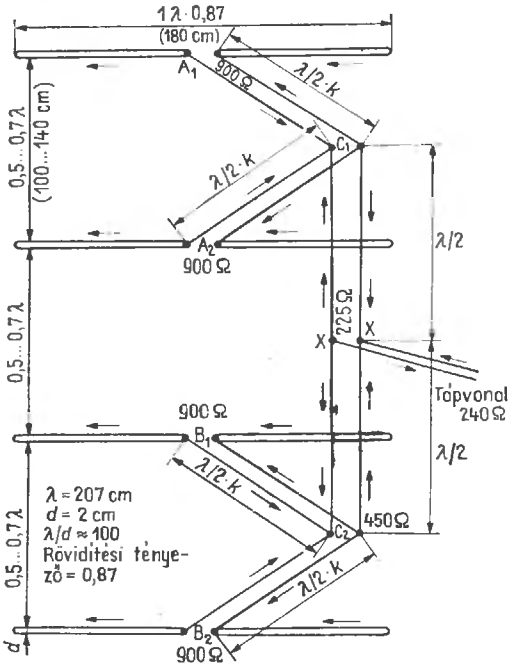


23.4. ábra. Egy csoportantenna széles sávú táplálása

hibával 240 Ω-os vezetéket használhatunk fel a tápláláshoz. Az áramirányokat jelző nyilakból megállapíthatjuk, hogy az XX—A és XX—B vezetékeknek nem szabad kereszteződniök. E vezetékek hullámellenállása tág határok között változhat, hiszen $\lambda/2$ elektromos hosszúságú hangolt vezetékről van szó. Légszigetelésű párhuzamos huzalokat vagy rövidhullámú szalagkábeleket alkalmazhatunk, de a hosszúság kiszámításában figyelembe kell venni ilyenkor a rövidülési tényezőt is.

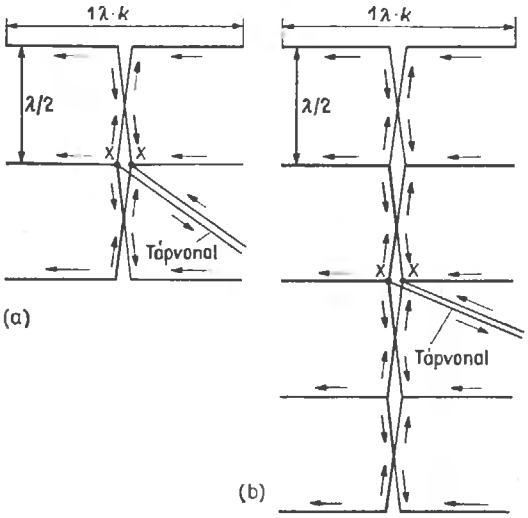
A csoportantennák széles sávú, tökéletesen szimmetrikus táplálására adunk példát a 23.5. ábrán. Ebben az esetben mindegyik félhullámú dipólusfal mögött $\lambda/4$ távolságra egy-egy hangolt félhullámú reflektort kell elképzelnünk. Ily módon körülbelül 900 Ω-ra csökken mindegyik emelet talpponti impedanciája. Kizárólag csak félhullámú vezetékdarabokat használunk fel, olyanokat tehát, amelyek nem transzformálnak, úgyhogy a táppontban négy különálló ellenállás párhuzamos kapcsolásának eredőjeként körülbelül 225 Ω csatlakozási impedanciát kapunk (az XX pontban).

Mint már említettük, a hangolt félhullámú vezetékdarabok hullámellenállása nem sokat számít, a fontos csak az, hogy figyelembe vegyük a k rövidülési tényezőt (légszigetelésű párhuzamos



23.5. ábra. Egy csoportantenna teljesen szimmetrikus, széles sávú táplálása

huzalokra $k = 0{,}975$, ultrarövid hullámú szalagkábelre $k = 0{,}80$, illetve 0,84). Az ilyen fajtájú táplálás alkalmazásával egyúttal a hozzávetőlegesen



23.6. ábra. Egy páratlan számú párhuzamos dipólust tartalmazó csoportantenna táplálása:

(a) háromszintes antenna, az *XX* táppont ellenállása a különálló egészhullámú dipólus csatlakozási pontjában mérhető ellenállás harmadával egyenlő; (b) ötszintes antenna, az *XX* táppont ellenállása a különálló egészhullámú dipólus csatlakozási pontjában mérhető ellenállás ötödrészével egyenlő

0,7λ optimális értékre növelhetjük az emeletek közötti távolságot, aminek következtében megnő az antennanyereség.

Ha a csoportantennában páratlan a párhuzamosan kapcsolt egészhullámú dipólusok száma, vagyis például három vagy öt emeletünk van, mechanikai okokból nem alkalmazhatjuk az előbbiekben ismertetett táplálási módszereket. Mint a 23.6. ábrán látjuk, a tápvezeték ebben az esetben közvetlenül a középső dipólushoz csatlakozik, és ha az illesztés szempontjából nem felel meg a tápponti ellenállás, egy negyedhullámú transzformátorral illesztjük az XX pontban a tápvezeték hullámellenállását. Az egyes egészhullámú dipólusok nem egyidejűleg kapják a gerjesztést, úgyhogy különösen öt párhuzamos dipólus esetén számolnunk kell azzal, hogy a *H* síkban kissé eltorzul az iránydiagram.

A csoportsugárzók nagyobb rendszereit célszerű felosztani kisebb csoportokra és a 23.7. ábra szerint gerjeszteni.

Az ilyen táplálás előfeltételei a következők:

— Az egyes csoportokat elektromosan és mechanikailag tökéletesen össze kell hangolni oly módon, hogy az A, B, C, D csatlakozási pontokban ugyanazt a bemeneti ellenállást kapjuk.

— Az A—XX, B—XX, C—XX, D—XX összekötő vezetékek hossza a félhullám egész számú többszöröse legyen (a rövidülési tényező figyelembevételével!) és pontosan egyezzen meg egymással.

— Ezeket a vezetékeket nem szabad keresztezni (elcsavarni), ügyeljünk tehát arra, hogy az XX pontban (23.7. ábra) az egymásnak megfelelő dipólusfeleket kössük össze egymással.

Az ábra szerinti négy egyforma dipóluscsoport párhuzamos kapcsolásával egy csoport talpponti ellenállásának a negyedrészével egyenlő az XX táppontban kialakuló ellenállás. Ha például az A, B, C, D pontokban egyenként 240 Ω a bemeneti ellenállás, az XX táppontban 60 Ω-ot kapunk. A négy összekötő vezeték mindegyike egy-egy hangolt vezetékdarab, tehát hullámellenállásuknak gyakorlatilag nincs jelentősége. Az egyes dipóluscsoportok a zsúfolt szerelési módhoz képest nagyobb távolságokra lehetnek egymástól, úgyhogy az elérhető antennanyereség is nő. A közölt szabályok figyelembevételével ily módon igen terjedelmes dipólusfelületeket lehet táplálni.

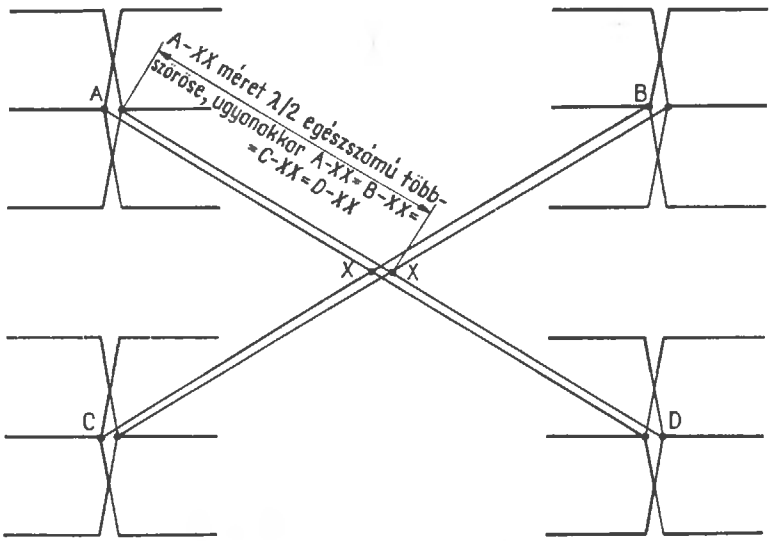
Van azonban egy másik gerjesztési módszer is, mégpedig olyan, amelyhez nem hangolt, hanem illesztett összekötő vezetékek kellenek, vagyis amely mechanikai és elektromos szempontból egyaránt előnyös. A 23.8. ábra szerint ebben az esetben is

ugyanúgy rendezzük el az egyes csoportokat, mint a 23.7. ábrán. Az illesztett Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 vezetékek tetszés szerinti hosszúságúak lehetnek, és nincsenek semmilyen kapcsolatban a hullámhosszal. Egymás között azonban egyenlő hosszúak legyenek.

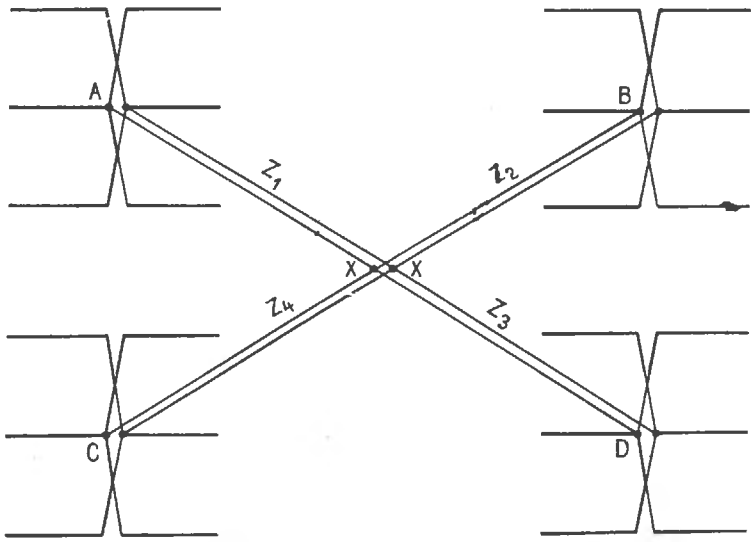
A követelmények a következők:

— Az egyes csoportok elektromosan és mechanikailag pontosan egyezzenek meg egymással, úgyhogy az A, B, C, D csatlakozási pontok mindegyikében ugyanakkora legyen a bemeneti ellenállás.

— Az összekötő vezetékek Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 hullám-



23.7. ábra. Egy felosztott csoportantenna szimmetrikus táplálása hangolt összekötő vezetékekkel. Az XX táppont ellenállása az egyik különálló csoport A pontjában mérhető ellenállás negyedével egyenlő (az A, B, C, D pontokban egyenlő ellenállások mérhetők)



23.8. ábra. Egy felosztott csoportantenna szimmetrikus gerjesztése illesztett vezetékek útján; Z_1 hullámellenállás ($=Z_2=Z_3=Z_4$); az XX táppont ellenállása $=\frac{1}{4}Z_1$

ellenállása pontosan egyezzen meg az A, B, C, D pontokban mérhető talpponti ellenállással, vagy pedig egyforma illesztő tagokat kell beiktatni az összekötő vezetékek és a talppontok közé.

— Ezeket a vezetékeket nem szabad keresztezni (elcsavarni, megsodorni). Ügyeljünk tehát arra, hogy az XX pontban az egymásnak megfelelő sugárzófeleket kössük össze egymással.

Minthogy ez esetben a XX pontban párhuzamosan kapcsolunk négy azonos hullámellenállású szimmetrikus vezetéket, a csatlakozási impedancia ebben a pontban a kérdéses összekötő vezetékek hullámellenállásának csak a negyedrészével lesz egyenlő.

Ha az egyes csoportok bemeneti ellenállása az A, B, C, D pontokban külön-külön például 240 Ω, Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 helyén azonos hosszúságú, 240 Ω hullámellenállású vezetékdarabokra van szükség. Az XX pontban ekkor 60 Ω tápponti impedanciát kapunk. Ez az érték azt jelenti, hogy egy szimmetrizáló tagon keresztül koaxiális kábellel csatlakozhatunk. Q-match alkalmazásával azonban bármilyen más tápvezetéknek megfelelően transzformálhatjuk az impedanciát.

A hangolt és illesztett összekötő vezetékek és negyedhullámú transzformátorok jól átgondolt együttes alkalmazásával és elrendezésével terjedelmes dipólusfelületeket is lehet fázishelyesen gerjeszteni és impedanciahelyesen táplálni. Rá kell azonban még mutatnunk arra, hogy frekvenciafüggő tagok helyett lehetőleg inkább illesztett vezetékeket alkalmazzunk, mert a frekvenciafüggés beszűkítheti a sávot. Frekvenciafüggő minden hangolt vezetékdarab. Az is igaz azonban, hogy a frekvenciában viszonylag keskeny amatőrsávokban nem kerülnek annyira előtérbe a sávszélességi kérdések, mint például a tv-antennák sávjában.

23.2. Reflektoros csoportantennák

A csoportantennák felületére merőleges irányban tapasztalható kétoldalas sugárzás reflektorok alkalmazásával egyoldalas — csak az egyik irányban ható — fősugárzássá alakítható át. Az antennanyereség ily módon átlagosan 3 dB-lel nő meg. Ezzel egyidejűleg a reflektorok következtében megváltozik a rendszer talpponti ellenállása.

A reflektorok távolságának szokásos értéke 0,1...0,3 hullámhossz. Ha 0,25λ ez a távolság, a rendszer talpponti ellenállása csak jelentéktelen mértékben (körülbelül 20%-kal) csökken, míg 0,1λ reflektortávolság már közel 75%-kal csökkenti a bemeneti ellenállást. A legnagyobb antennanyereséget akkor kapjuk, ha a reflektorok távolsága 0,15λ; 0,1λ és 0,3λ között legfeljebb 0,8 dB-lel ingadozik az antennanyereség.

A reflektorok távolságának változtatásával egy kissé még helyesbíthetjük a csoportantenna csatlakozási impedanciáját. A következő példákban azonban szerkezetileg lemondunk erről a lehetőségről. Mindegyik dipólus-soron belül minden félhullámú szakasz mentén egy-egy hangolt félhullámú reflektorra van szükség. A megszakítatlan egészhullámú dipólusok nem felelnek meg, mert nem lehet fázisban gerjeszteni őket. Az ultrarövid hullámok tartományában a

$$reflektorhossz = \frac{152\,000}{f} \qquad (23.1)$$

képlet elég pontosan megadja a rúd alakú félhullámú reflektorok geometriai hosszát. Az f frekvenciát itt MHz-ben kell behelyettesíteni, a reflektor hosszát mm-ben kapjuk meg.

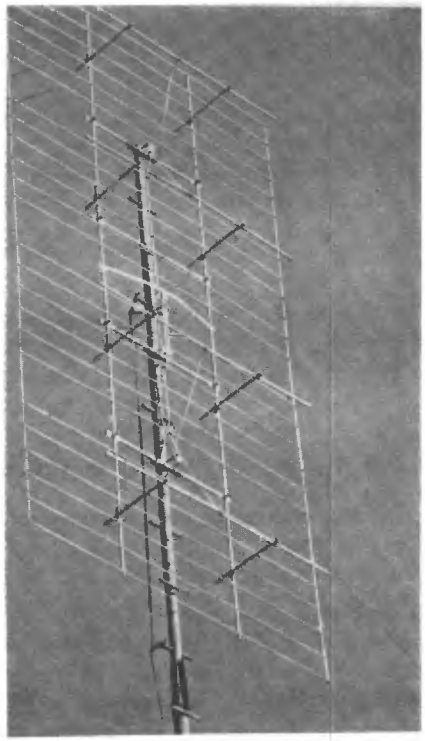
A reflektor és a gerjesztett elem általában ugyanabból az anyagból készül, és általában egyezik az átmérőjük is.

23.3. Reflektorfalas csoportantennák

A felületreflektorok ultrarövid hullámon még kissé nehézkesek, ezért inkább csak a deciméteres hullámokon alkalmazzuk őket. A dipólusfelület mögött elhelyezett visszaverő fémfalnak minden irányban legalább egy félhullámhosszal nagyobbnak kell lennie a sugárzó felületnél. A rúdszerű reflektorral ellentétben a reflektorfal nem függ össze az üzemi hullámhosszal. Ezért egy adott reflektorfal előtt több, különböző üzemi frekvenciájú sugárzót is el lehet helyezni. A vaslemezből készített reflektorfalak különösen jól csillapítják a hátrafelé irányuló sugárzást. Minthogy azonban nagy méretek esetén igen nagy a szélellenállásuk, többnyire inkább csak valamilyen huzalszövedéket vagy vízszintes rudakból álló felületet alkalmazunk helyettük. A rudak közötti távolságnak és a hálóban a lyukbőségnek nem szabad nagyobbnak lennie a hullámhossz huszadrészénél. A bizonytalan érintkezések megszüntetésére össze kell forrasztani a háló (szövedék) szemeit; az ismert horganyozott ketrechuzalon már megvan ez a forrasztás.

A dróthálót lehetőleg úgy kell kifeszíteni, hogy a megsodrott sarkok párhuzamosak legyenek a

sugárzó hosszméretével (vízszintes polarizáció esetén tehát vízszintesek legyenek). A 23.9. ábra szerinti párhuzamos csövekből álló reflektorfelület ritka az amatőr-gyakorlatban, ugyanis drága, és a sokkal olcsóbb dróthálós reflektorfalhoz képest elektromosan alig van valami előnye.



23.9. ábra. Reflektorfal elé szerelt nyolcelemes csoportsugárzó DI 6 MH szerint

Körülbelül $0{,}65\lambda$ a reflektorfalnak az a távolsága, amely a lehető legnagyobb antennanyereséget eredményezi, de a hátrasugárzási csillapítás szempontjából nem ez a legkedvezőbb érték, mert az aránylag nagy távolság folytán megkerülheti a kisugárzott energiának egy része a reflektorfelületet. Az egyszerű mechanikai felépítés és jó hátársugárzási csillapítás érdekében többnyire $0{,}1\lambda$ és $0{,}3\lambda$ között szokás felvenni a reflektor és a sugárzó közötti távolságot. Érdemes megjegyezni, hogy amikor körülbelül $0{,}2\lambda$ a sugárzófal és a reflektorfal közötti távolság, a sugárzó rendszer talpponti ellenállása alig változik. Ha közelebb kerül a reflektorfal a sugárzóhoz, csökken a bemeneti ellenállás.

A rúd alakú hangolt reflektor átlagosan 3 dB-lel növeli meg az antennanyereséget, az eléggé nagy méretű reflektorfallal viszont 7 dB javulás is elérhető. Még nagyobb nyereséget sarokreflektorfallal, parabolareflektorral és hasonló, különleges alakú felületekkel kapunk.

A 23.9. ábrán példaként egy rúdszerű elemekből felépített reflektorfal elé szerelt nyolcelemes csoportsugárzót mutatunk be.

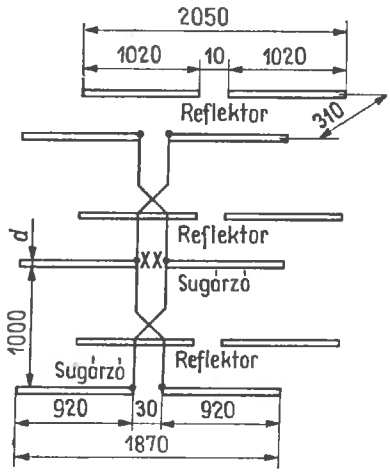
23.4. A csoportantennák a gyakorlatban

Az évek folyamán kialakult a 2 m-es amatőrök körében egy szabványos megoldás: a 16-elemes csoportantenna. A csoportsugárzók minden lehetséges szerkezeti kialakításának figyelembevételével ez a leggyakrabban megépített antenna. Sokkal ritkább például a 12-elemes csoport. 24, 32 vagy 48 elemet imitt-amott még találunk; csak szórványosan fordul elő, mert az elemek számának növelésével egyre kisebb mértékben nő az elérhető teljesítmény. Nagyon stabil tartószerkezetet kell építeni hozzá, nagy a szélellenállás, és az ilyen terjedelmes konstrukciók forgathatóságának megoldása mechanikai nehézségekbe ütközik. Elektromosan tekintve a viszonyokat, nincs semmi különös az ilyen mammutcsoportok szerkezetében, hiszen általában mindig a „12-es csoportok" vagy a bevált „16-os csoportok" ésszerű összekapcsolásáról van szó.

23.4.1. A 12-elemes csoportantenna

Mint a 23.10. ábrán látjuk, a „12-es csoport" három egészhullámú dipólust és hangolt félhullámú reflektorokat tartalmaz. Ezek az antennaelemek egymástól $\lambda/2$ távolságban három szinten egymás fölött helyezkednek el. A reflektortávolság $0{,}15\lambda$, az antennanyereség körülbelül 9,5 dB. Az XX táppontban kereken 240 Ω a csatlakozási impedancia értéke. E központosan táplált csoport sávszélessége 145 MHz környékén 15 MHz fölött van, tehát többszörösen meghaladja a 2 MHz-es amatőr-gyakorlati sávszélességet. A szintek közötti összekötő vezetékek keresztezik egymást, és a keresztezési pontban gondosan kell elszigetelni egymástól a huzalokat. Minthogy $\lambda/2$ elektromos hosszúságú vezetékszakaszokról van szó, a huzalok átmérőjének és a közöttük levő távolságnak nincs különösebb jelentősége. Egyébként nem szabad túlságosan vékonyra venni a huzalokat, mert állóhullámok alakulnak ki rajtuk.

Az antennaelemekre megadott átmérőértékeket lehetőleg tartsuk meg, mert az egészhullámú dipólusok talpponti ellenállása és hossza nagymértékben függ a karcsúsági foktól. Általában gömbölyű alumínium rudakból vagy könnyűfém anyagú



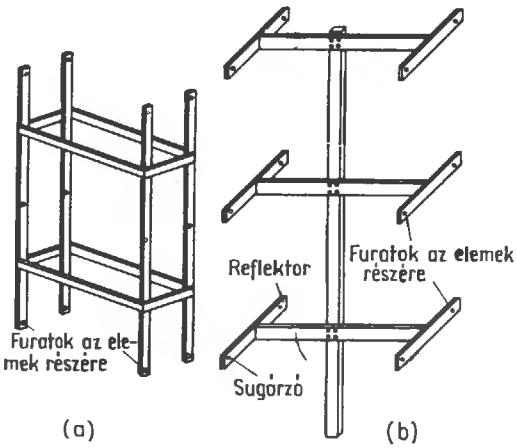
23.10. ábra. A 2 m-es sávra méretezett 12-elemes csoportantenna

csövekből készítjük el az elemeket. Elektromos szempontból nincs különbség közöttük. Az összekötő vezetékeket ebben az esetben szintén könnyűfém anyagú, 3...6 mm átmérőjű huzalokból kell kialakítani, mert például az alumínium és a réz érintkezési felületén elektrolitos bomlási folyamatok mennek végbe. Különösen nagyon ügyeljünk a biztos érintkezést adó kötésekre, és védjük meg őket a nedvesség ellen (például belakkozzuk vagy műanyag fóliával vesszük körül a kötés helyét). Ha a gerjesztett antennaelemeket rézcsőből készítjük el, az összekötő vezetékeknek is rézből kell lenniök, és forrasztással kell csatlakozniok az antennaelemhez. A reflektorokat mindig könnyűfémből állítjuk elő.

Általában 1,5 állóhullámarányt kapunk a tápvezetéken, de a reflektorok távolságának utólagos állítgatásával javíthatjuk még ezt az értéket.

Minthogy a feszültségminimum helyén szigetelni kell az antennaelemeket, a faállványok elektromosan és mechanikailag is kedvezőek. Fenyőfából, száraz, göcsmentes, gyalult tetőlécekből állítsuk össze ezt a tartókeretet, és jól itassuk át xilamonnal, karbolineummal, lenolajjal vagy valamilyen hasonló impregnáló folyadékkal. A kivitelezésre két példát a 23.11. ábrán láthatunk.

A felosztott csoportantennákra vonatkozólag a 23.1. alfejezetben közölt tanácsok figyelembevételével több ilyen „12-es csoportot" nagyobb egységgé foghatunk össze, és az egész rendszert illesztett vezetékekekkel táplálhatjuk.



23.11. ábra. Tartókeret a 12-elemes csoportantennához:
(a) különösen stabil keret; (b) könnyű szerkezet

Mechanikai és elektromos adatok a 23.10. ábrához

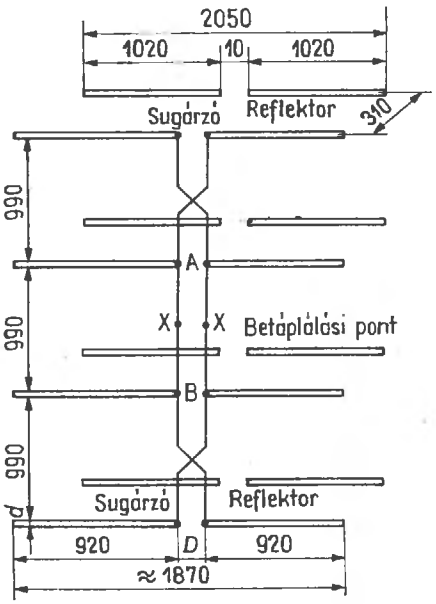
Az antennaelemek átmérője: $d = 6...10$ mm
Az összekötő vezetékek átmérője körülbelül 3 mm (nem kritikus érték)
Az antenna magassága kereken 2000 mm $= 1\lambda$
Talpponti ellenállás az XX pontban 240 Ω (szimmetrikus)
Antennanyereség nagyjából 9,5 dB
Hátrasugárzási csillapítás körülbelül 14 dB
Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 60°$
Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 50°$

23.4.2. A 16-elemes csoportantenna

Ha a „12-es csoport" három szintjéhez hozzáveszünk egy negyedik emeletet is, 16-elemes csoportantennát kapunk (23.12. ábra). A vízszintes síkban változatlan marad a sugárnyaláb szélessége, a függőleges síkban viszont még kisebb lesz a nyílásszög. Az antennanyereség ezáltal körülbelül 1 dB-lel megnő, és kereken 10,5 dB-t ér el.

A második és a harmadik szint közötti A—B összekötő vezetéket nem keresztezzük, hanem úgy alakítjuk ki, hogy a két negyedhullámú transz-

formátor már ismert párhuzamos kapcsolását kapjuk. Méretezni nagy gondossággal kell, mert az XX pontban ez a vezeték hozza létre az illesztést a sugárzórendszer és a tápvezeték között. Ha az XX táppontban a szokásos módon 240 Ω az ellenállás, az A—B összekötő vezetéket olyan huzalokból vagy csövekből kell összeállítanunk, amelyeknek átmérője úgy aránylik a középvonalak közötti

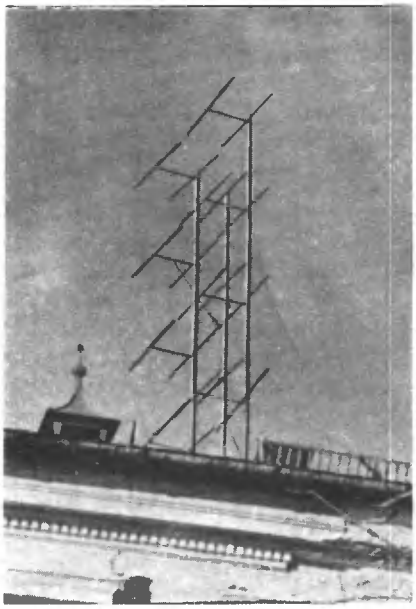


23.12. ábra. A 16-elemes csoportantenna; az A—B összekötő vezeték méretezésére vonatkozólag lásd a szöveget. Az antennaelemek *d* átmérője mindenhol 10 mm. Az elválasztási hely *D* szélessége az A—B összekötő vezeték méretezésétől függ

távolsághoz, mint 1 a 18-hoz. 3 mm-es átmérő esetén tehát 54 mm-nek kell lennie a két huzal (cső) középvonala közötti távolságnak.

A 60 Ω-os koaxiális kábel felhasználására két lehetőségünk van: vagy megtartjuk a 240 Ω tápponti impedanciát, és egy félhullámú kerülővezetéken keresztül csatlakoztatjuk a koaxiális kábelt (lásd a 7.5. pontot), vagy azt tesszük, hogy már az A—B összekötő vezeték ellenállását letranszformáljuk oly módon, hogy az XX táppontban 60 Ω impedanciát kapjunk. Az utóbbi esetben 3 : 1 legyen az összekötő vezeték mentén a középvonalak közötti távolság és az átmérő aránya. A kábelimpedancia így hát megvan már az XX pontban, de például egy negyedhullámú záróserleg vagy más hasonló tag beiktatásával gondoskodnunk kell még a szimmetrizálásról is. Az anyag- és munkaigény nagyjából ugyanaz a két esetben.

A kábelt és a szimmetrizáló tagot derékszögben kell az összekötő vezetékhez vezetnünk, nehogy megváltozzék az A—B transzformáló vezeték hullámellenállása. A 12-elemes csoportantennára közölt mechanikai adatok értelemszerűen a 16-os csoportra is érvényesek. A 23.13. ábrán példával is érzékeltetjük a 16-elemes csoportsugárzók felépítését.



23.13. ábra. OE 2 JG 16-elemes csoportantennája

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője 10 mm (6 és 12 mm közötti értékek még megengedhetők)

A keresztezett összekötő vezetékek átmérője 3 mm (nem kritikus)

A—B vezeték: az átmérő aránya a vezetők középvonala közötti távolsághoz 1 : 18, például 3 mm : : 54 mm (kritikus érték)

Az antennamagasság kereken 3000 mm

A talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus)

Antennanyereség kb. 10,5 dB

A hátrasugárzási csillapítás kb. 14 dB

Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 60°$

Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 42°$

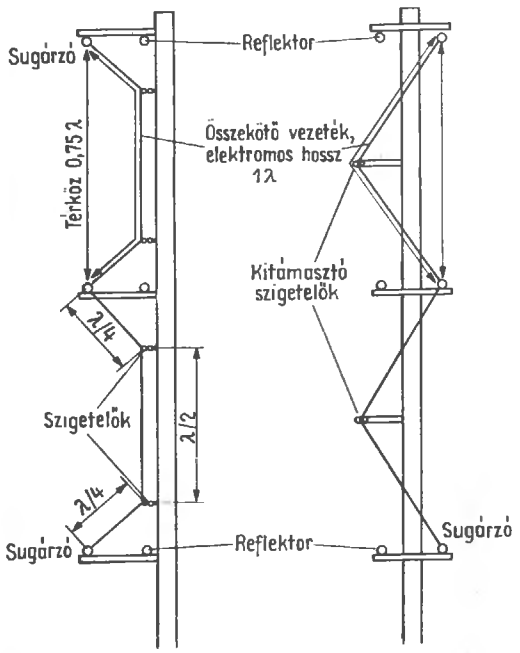
A csoportantennákat a legkülönbözőbb változatokban lehet elkészíteni és táplálni. Két példánk és az előző elméleti ismertetés kellő segítséget nyújt ahhoz, hogy az olvasó kialakíthassa saját konstrukciós megoldását. Egy-két további tanács azonban nem fog ártani.

A példákban $\lambda/2$ a szintek közötti távolság, mert a félhullámú összekötő vezetékek eleve megszabták ezt az értéket. A legnagyobb antennanyereséget azonban akkor kapjuk meg, ha körülbelül $0{,}65\lambda$ a távolság két párhuzamos félhullámú vagy egészhullámú dipólus között. Ez az optimális távolság az antennaszintek számától is függ, mégpedig a következőképpen:

két szint	— $0{,}65\lambda$ távolság
három szint	— $0{,}75\lambda$ távolság
négy szint	— $0{,}80\lambda$ távolság
öt szint	— $0{,}83\lambda$ távolság
hat szint	— $0{,}86\lambda$ távolság
nyolc szint	— $0{,}90\lambda$ távolság

Ezek itt mind csak közelítő értékek. A szintek közötti legkedvezőbb távolságot egészhullámú összekötő vezeték alkalmazásával érjük el. Minthogy azonban 1λ-nál mindig kisebb a szintek közötti távolság, a hossztöbblet kiegyenlítése végett mindig kerülőúton kell vezetnünk az egészhullámú vezetéket, amire két kivitelezési példát a 23.14. ábrán láthatunk.

A 23.14.(a) ábra szerinti módszer kissé előnyösebb a *b* szerintinél, mert a kéthuzalos vezetéket mindenhol $\lambda/4$ távolságra, vagyis a feszültségminimumok helyén kell rögzíteni. Ily módon rövid kis támszigetelőket használhatunk fel, hiszen a szigetelésnek nem kell különösebb követelményeket kielégítenie. A 23.14.(b) ábrán félhullámnyira, vagyis a feszültségmaximumban rögzítjük a vezetéket, itt tehát nagyon jó minőségű támszigetelőkre van szükség. Az egészhullámú vezeték méretezésében a rövidülési tényezőt is figyelembe kell vennünk. Ez a tényező a párhuzamos huzalokból álló légszigetelésű vezetékre 0,975, a párhuzamosan vezetett vastagabb csövekre vonatkozólag pedig ,ugyancsak levegődielektrikum feltételezésével 0,95. Ezeken kívül azonban ultrarövid hullámú szalagvezetékeket, szimmetrikus tömlővezetékeket vagy árnyékolt, szimmetrikus kéthuzalos vezetékeket is felhasználhatunk erre a célra. Rövidülési tényezőjük következtében kerülőutak nélkül vezethetjük az ily módon megrövidülő egészhullámú vezetéket. (A rövidülési tényező értéke a kábelfajtától függően 0,65...0,85.) A félhullámú összekötő vezetékekkel ellentétben az egészhullámú vezetéket nem szabad keresztezni, ha egyező fázisban akarjuk gerjeszteni a sugárzókat.



23.14. ábra. Egészhullámú vezeték a szintek közötti optimális távolság megvalósítására:
(a) és (b) konstrukciós példák

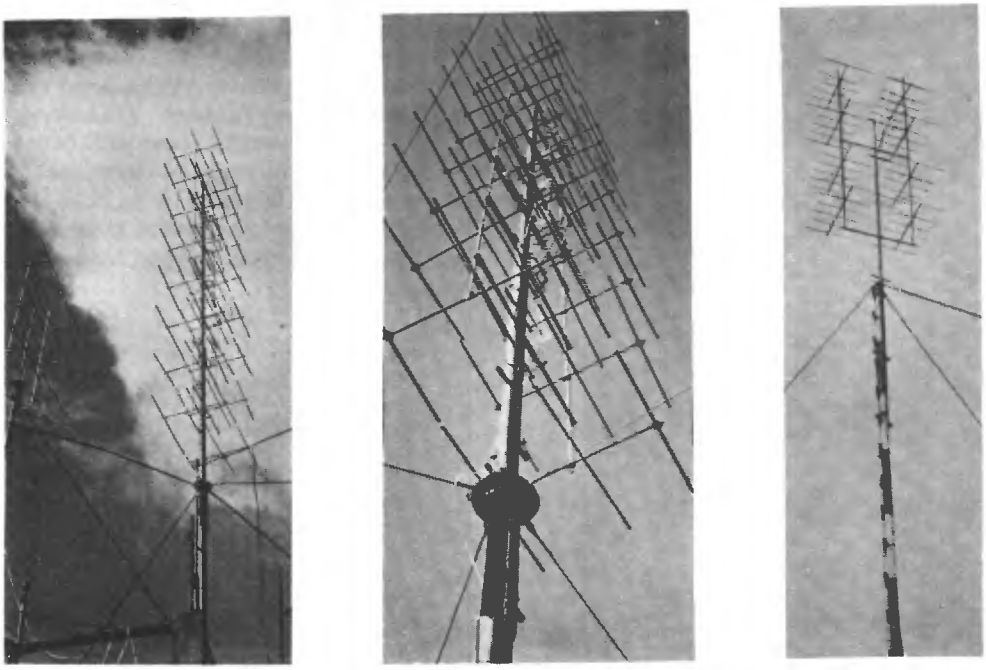
Az egymás fölött elhelyezett félhullámú dipólusok talpponti ellenállása csökken, és a legkisebb értéket akkor éri el, ha optimális a szintek közötti távolság. A csoportantennákban általában használatos egészhullámú dipólusokkal fordított a helyzet: a szintek közötti távolság legkedvezőbb beállításával csökken az egészhullámú dipólusok talpponti ellenállása.

A 23.15. ábrán amatőrök által mintaszerűen megépített csoportantennákat láthatunk.

23.4.3. HB 9 CV csoportantennája

Kis ráfordítás, nagy antennanyereség és csekély szélterhelés jellemzi a HB 9 CV-antennát. Kézenfekvő tehát, hogy csoportantennában hasznosítsuk a 22.1.2. pontban ismeretett sugárzót. DM 2 AWD egy olyan négyes csoportot állított össze a HB 9 CV-sugárzókból, amely sokkal kevesebb anyag felhasználásával 9/9 felépítésű Yagi-antennával ér fel.

A felhasznált HB 9 CV-rendszerek a 22.2. alfejezet szerint 60 Ω tápponti ellenállásra készültek. A 23.16.(a) ábra szerinti csoportos felépítésben 1250 mm a távolság függőleges irányban az A és a B, továbbá a C és a D elem között; ezek a távolságok a hullámhossz 0,6-szeresének felelnek meg, tehát nagyjából optimálisak (a legkisebb

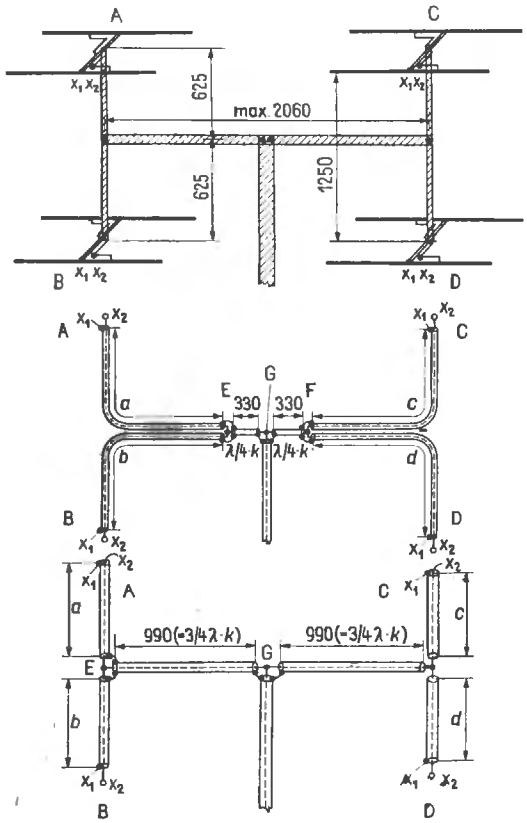


23.15. ábra. Mintaszerűen megépített csoportantennák:
(a) DL6 MH 48-elemes csoportantennája; balra mellette egy 12-elemes csoport; (b) DI 6 MH 48-elemes csoportantennája; (c) DJ 3 EA 48-elemes csoportantennája

távolság 0,5λ). Oldalirányban a távolság A és C, továbbá B és D között középvonaltól középvonalig mérve 2060 mm ($=1\lambda$). Az antennacsoport teljes egészében fém anyagú.

Nagyon egyszerű és ésszerű e négyes csoport táplálása és gerjesztése, ugyanis erre a célra szimmetriahelyesen és impedanciahelyesen kizárólag csak 60 Ω-os koaxiális kábelt használunk fel. A rendszer gerjesztését érzékeltető 23.16.(b) és (c) ábrán az áttekinthetőség kedvéért csak azokat a vezetékeket tüntettük fel, amelyeknek X_1 és X_2 végén csatlakoznak a mindenkori HB 9 CV-egységek. Mindegyik vezetékszakasz ugyanabból a 60 Ω-os kábelből van, akárcsak a G középső ponthoz csatlakozó tápkábel.

Abból indulunk ki, hogy mind a négy különálló rendszerben (A, B, C, D) a talpponti ellenállás 60 Ω. Az *a*, *b*, *c*, *d* kábeldarabok ily módon a megfelelő X_1, X_2 táppontokhoz csatlakoztathatók, ellenállásillesztés áll fenn, és a talpponti impedanciák függetlenek a vezetékhossztól, az E és F vezetékvégeken is változatlanok. Így tehát az *a*, *b*, *c*, *d* vezetékszakaszok tetszés szerinti hosszúságúak lehetnek, és teljes mértékben igazodhatnak a mechanikai követelményekhez. A fontos csak az, hogy egymás között pontosan egyenlő hosszúak legyenek ezek a vezetékdarabok, mert egyébként eltérnének egymástól a futási idők, és ennek következtében fáziseltolások mutatkoznának. A vezetékek hossza, például a 23.16.(b) ábrán *a*, *b*, *c* és *d* a gyakorlatban 1285 mm, a 23.16.(c) szerinti változatban pedig 625 mm lehet. Az E és az F pontban párhuzamosak egymással az *a*, *b* és a *c*, *d* vezetékek. E párhuzamos kapcsolás folytán az egyenként 60 Ω-os ellenállások eredője az E és az F pontban 30—30 Ω. Az E és G, továbbá az F és G között negyedhullámú transzformátor van (lásd a 6.5. alfejezetet); ezek a transzformátorok is 60 Ω-os koaxiális kábelből készülnek, és elektromos hosszuk $\lambda/4$ [23.16.(b) ábra]. Ugyanígy transzformálnak azonban azok a vezetékdarabok is, amelyeknek elektromos hossza a negyedhullám páratlan többszöröse. Ezért a 23.16.(c) változatban elektromosan $3\lambda/4$ hosszúságú transzformáló vezetéket alkalmazunk. A légkamrák nélküli polietilén dielektrikummal körülvett, 60 Ω hullámellenállású kábelek $k = 0{,}66$ rövidülési tényezőjének figyelembevételével a 23.16.(b) ábra szerinti két negyedhullámú transzformátor mechanikai vezetékhossza egyenként 330 mm (0,66$\lambda/4$). Az ezzel elekt-



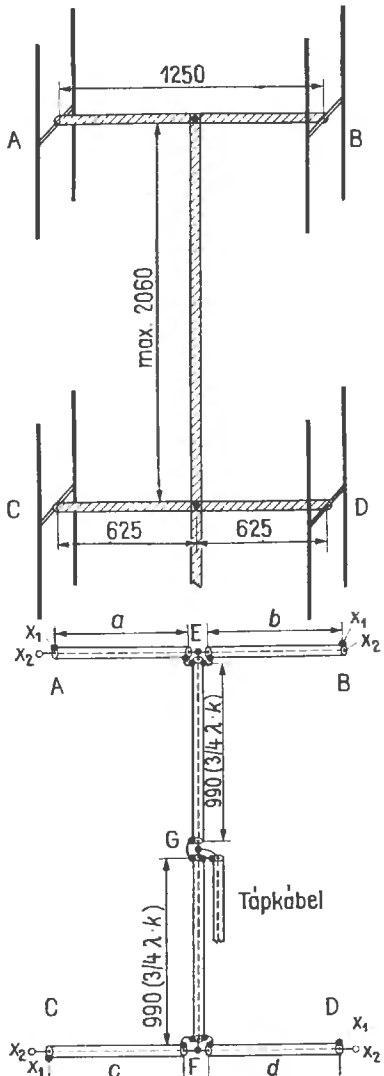
23.16. ábra. Vízszintesen polarizált HB 9 CV-csoport. Mechanikai felépítés és tápvezetékrendszer

romosan egyenértékű másik változatban [23.16.(c) ábra] egyenként 990 mm ($3\lambda/4 \cdot 0{,}66$) hosszúak a vezetékdarabok. A negyedhullámú transzformátorokra érvényes

$$Z_{\text{kim}} = \frac{Z^2}{Z_{\text{bem}}}$$

összefüggésből megállapíthatjuk, hogy mindegyik transzformátor $Z_{\text{kim}} = 120\,\Omega$ impedanciát transzformál a G pontba ($Z_{\text{kim}} = 60^2/30 = 120\ \Omega$). Minthogy azonban a G középső táppontban megint párhuzamosan kapcsoljuk a két impedanciát, végeredményben 60 Ω központi csatlakozási ellenállást kapunk. Ily módon megfelelő impedanciával csatlakoztathatjuk a 60 Ω-os tápkábelt a G ponthoz, helyes illesztéssel azonos fázisban fogjuk gerjeszteni a négy különálló rendszert. Az azonos fázisú gerjesztéshez még arra is ügyelnünk kell, hogy az egyes HB 9 CV-egységeken a kábelcsatlakozásokhoz legközelebb eső gamma-tagok mind ugyanarra az oldalra mutassanak.

Az E, F, G összekötési pontokban minden befutó külső vezetőt, továbbá minden belső vezetőt is össze kell kötni egymással, és gondoskodni kell e pontok korrózómentes lezárásáról (valamilyen műanyagragasztóval vagy öntőgyantával vonjuk be az összekötési helyeket). A 23.16.(c) ábra szerinti, elektromosan egyenértékű gerjesztési rendszer valamivel előnyösebb, mert kevesebb kábelt igényel.



23.17. ábra. Függőlegesen polarizált HB 9 CV-csoport. Mechanikai felépítés és tápvezetékrendszer

Az A, C, továbbá a B, D pontok közötti, 1λ nagyságú vízszintes távolságok folytán meglehetősen kicsi, mindössze 30° körüli a vízszintes síkban a csoportok nyílásszöge. Ugyanakkor azonban — a viszonylag nagy távolság miatt — két jelentős melléknyaláb is megjelenik a vízszintes síkban felvett diagramon. Előnyösebb tehát 0,6... 0,7 hullámhossznyira (=1250...1450 mm-re) csökkenteni ezeket a távolságokat, ebben az esetben ugyanis eltűnnek a melléknyalábok, és a vízszintes síkban körülbelül 40°-ra megnő a nyílásszög. Ily módon kisebb lesz a rendszer, tehát tovább csökken a szélellenállása. A függőleges nyílásszög kereken 55°, és 11 dB antennanyereségre számíthatunk.

HB 9 CV négyes csoportantennája, mint a 23.17. ábrán látható, függőleges polarizációval is jól használható. Az itt bemutatott mechanikai felépítés folytán nem fogja kedvezőtlenül befolyásolni a fémes tartószerkezet a sugárzási viszonyokat. E változatban is érdemes 2060 mm-ről körülbelül 1450 mm-re csökkenteni a függőleges távolságot, és mechanikai okokból ajánlatos a 23.16.(b) ábra szerint elektromosan $\lambda/4$ hosszúságúra (egyenként 330 mm-re) venni értelemszerűen a transzformáló vezetékszakaszokat. Függőleges polarizációval a vízszintes síkban 55, a függőleges síkban pedig körülbelül 40° a nyílásszög. Ebben az esetben is 11 dB nyereséggel számolhatunk.

24.

Yagi-antennák és csoportsugárzók a 70 cm-es amatőrsávra

A deciméteres hullámok tartományában, amelyen belül a 70 cm-es sáv az amatőrök rendelkezésére áll, általánossá vált a hosszú Yagi-antenna. E sávban még mindig kevés amatőrállomást lehet találni, úgyhogy általában nem érdemes nagyon bonyolult antennarendszerekkel kísérletezgetni. Ezért hát elsősorban olyan antennát keresünk magunknak, amellyel a lehető legkedvezőbb anyag és munka árán a lehető legnagyobb antennanyereséget kapjuk. Ezeket a követelményeket legjobban a hosszú Yagi-antenna elégíti ki. Annak a kifogásnak, hogy a vízszintes síkban nagyon kicsi a nyílásszög, a 70 cm-es amatőrsávban aligha van gyakorlati jelentősége, hiszen a legtöbb 70 cm-es összeköttetést ugyanazzal az ellenállomással létrehozott 2 m-es QSO előzi meg, vagyis többnyire ismerjük már előre a 70 cm-es partner hívójelét és helyét is, tehát ennek megfelelően be tudjuk állítani az antennánkat. Gyakorlatilag minden 70 cm-es amatőr a lényegesen sűrűbben benépesített 2 m-es sávban is dolgozik, és ebben az utóbbi sávban készül fel a 70 cm-es összeköttetésekre.

A 70 cm-es közelforgalomban rövid Yagi-antenna is megfelel. Aki végül is nem akarja gyakran forgatgatni antennáját, jól használható sugárzót kap a csoportantennában.

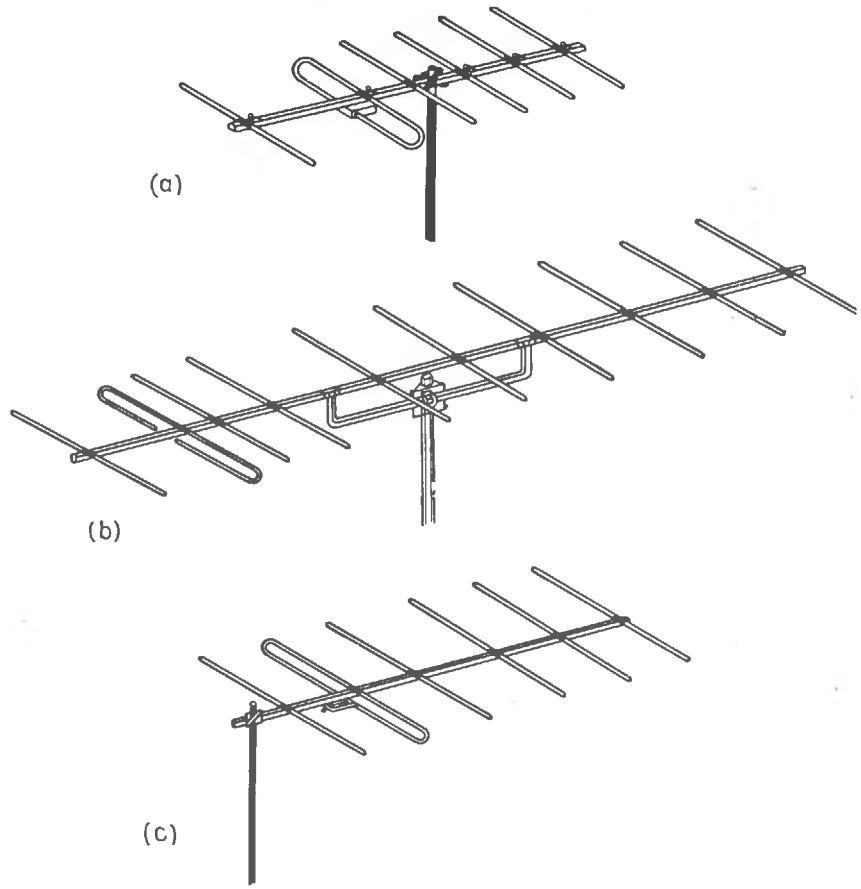
A deciméteres hullámokon rohamosan növekszenek a frekvenciafüggő veszteségek. Szigetelőket lehetőleg ne használjunk, még a kitűnő minőségűeket is kerüljük, mert erre a célra még mindig a levegő okozza a legkisebb veszteségeket. A tápvezetéket a lehető legrövidebbre vegyük. Az ultrarövid hullámú szalagvezeték a legjobb esetben is legfeljebb átmenetileg, a hordozható állomásokhoz és csak szép időben használható. A helyhez kötött berendezésekhez kizárólag csak a legjobb minőségű (lehetőleg nagy légterű) koaxiális kábel jön számításba.

A deciméteres hullámú antennák mechanikai felépítésében különösen nagyon ügyeljünk arra, hogy ne torzulhasson el a sugárzási tér. Ilyen torzításokat célszerűtlenül felszerelt fémrészek idézhetnek elő. Itt elsősorban az antennaárbocra gondolunk; ne nyúljon át az elemek között, és ne álljon oldalt az antennaelem tartója mellett.

A 24.1.(a) ábrán nem követendő példával érzékeltetjük ezt a két hibát. Az ultrarövid hullámokon nagyon gyakori és meg is engedhető ez a felerősítési mód, a deciméteres hullámokon viszont lényegesen rontja az antenna tulajdonságait. A 70 cm-es rövid Yagi-antennákat közvetlenül rászerelhetjük egy aránylag vékony függőleges csőre, ha ügyelünk arra, hogy az antennaelemek tartója közvetlenül az antennaárboc csúcsára kerüljön, vagyis ne álljon ki oldalt az árbocból.

A hosszabb Yagi-antennákat a 24.1.(b) ábra szerint egy különálló kereszttartóhoz erősítjük. Ebben az esetben is fontos, hogy a kereszttartó és az antennaelemek tartója egymás fölött helyezkedjen el a felerősítés helyén.

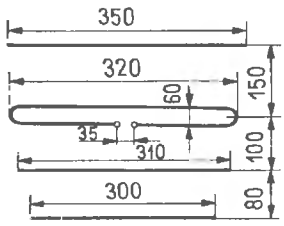
Elektromosan a legkedvezőbb viszonyokat akkor kapjuk, ha a deciméteres hullámú antennát a 24.1.(c) ábra szerint teljes egészében a függőleges árboccső elé szereljük. A 70 cm-es Yagi-antennákat elvileg tisztán fémből alakítjuk ki. A következőkben közölt méretezési adatok mind csupafém konstrukcióra vonatkoznak. Ha más adatot nem közlünk, az antennaelemek tartójának átmérője 15 és 25 mm között lehet. Minden adat mm-ben értendő.



24.1. ábra. A deciméteres hullámú antenna rászerelése a függőleges tartócsőre:
(a) hibás elrendezés, a tartórúd átnyúlik az antennaelemek között, ezenkívül oldalt eláll; (b) kedvező megoldás, kereszttartóra szerelt antenna; (c) a legkedvezőbb megoldás, az antenna a függőleges tartócső előtt helyezkedik el

24.1. Egy négyelemes, nagy sávszélességű Yagi-antenna

A körülbelül 400 MHz-től 470 MHz-ig terjedő frekvenciatartományon belül jól használható a 24.2. ábra szerinti négyelemes Yagi-antenna. Talpponti ellenállása nagyjából 240 Ω, és a már ismert okok miatt egy félhullámú kerülővezeték közbeiktatásával (lásd a 7.5. alfejezetben) kell bekötni a koaxiális kábelből kialakított tápvezetéket. Ha a kerülővezetéket a 0,66 rövidülési tényezőjű szokásos koaxiális kábelből készítjük el, a vezeték geometriai hossza 228 mm. Ha viszont nagy légterű dielektrikummal szigetelt, különösen kis veszteségű (például 60—7—3 típusú) koaxiális kábelt használunk fel erre a célra, a rövidülési tényező körülbelül 0,77 értékű, úgyhogy a kerülővezeték geometriai hosszát 266 mm-re kell vennünk. Ebben a frekvenciatartományban nem kell attól félnünk, hogy a kerülővezeték beszűkíti a sávszélességet.



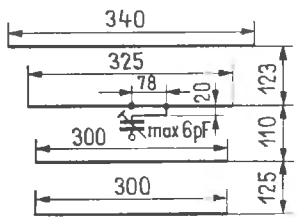
24.2. ábra. Négyelemes, széles sávú Yagi-antenna 435 MHz-re

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője 4...8 mm
Az antenna hossza 335 mm
A talpponti ellenállás szimmetrikus és kb. 240 Ω
Antennanyereség: kb. 6,5 dB
A hátrasugárzási csillapítás kb. 14 dB
Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 60°$
Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 100°$

24.2. A négyelemes, gamma-illesztésű Yagi-antenna

Ehhez a 70 cm-es antennához közvetlenül lehet koaxiális kábellel csatlakozni, és a gamma-illesztés révén eleve aszimmetrikus a táppont. A körülbelül 6 pF legnagyobb kapacitású trimmer sorba van kapcsolva a kábel belső vezetőjével, és feladata — mint már elmagyaráztuk — a gamma-illesztéssel előidézett induktív meddő összetevő kompenzálása. Ez az antenna elsősorban a hordozható állomásokhoz ajánlható (24.3. ábra).



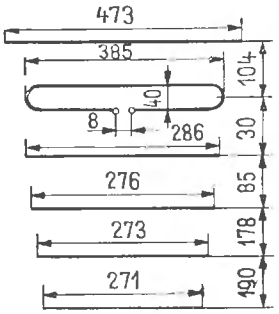
24.3. ábra. Négyelemes Yagi-antenna gamma-illesztéssel

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője 8 mm
Az antennaelemek tartójának átmérője 15 mm
A gamma-illesztés CuAg-vezetékének átmérője 2 mm
Talpponti ellenállás 50...60 Ω, aszimmetrikus
Az antenna hossza 365 mm
Kábelcsatlakozások: a belső vezető sorbakapcsolva a trimmerrel, a külső vezető az antennaelem közepén levő földelési ponthoz csatlakozik
Antennanyereség kb. 6,5 dB
Hátrasugárzási csillapítás kb. 14 dB
Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 60°$
Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 100°$

24.3. Egy hatelemes Yagi-antenna 435 MHZ-re

Ez a hatelemes antenna az átmenet a hosszú Yagi-antennák felé. A kereken 9 dB antennanyereség nagyon kedvezővé teszi az anyagszükséglet és a teljesítőképesség arányát. A helyhez kötött állomásokon koaxiális kábellel érdemes táplálni. Ennek megvalósításához egy félhullámú kerülővezetéket kell csatlakoztatni a tápponthoz, ahogy a 24.1. alfejezetben már elmondtuk. A méretezésre vonatkozólag a 24.4. ábrán találjuk meg az adatokat.



24.4. ábra. Hatelemes Yagi-antenna a 70 cm-es sávra

Mechanikai és elektromos adatok

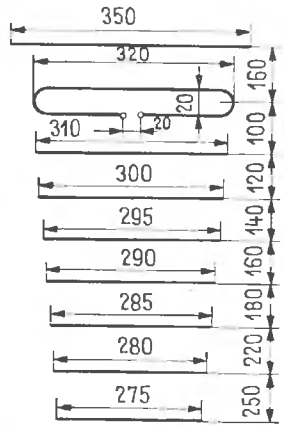
Az antennaelemek átmérője 6...10 mm
Az antenna hossza 590 mm
A táplált antennaelem kivitelezésére vonatkozólag lásd a 24.7.(b) ábrát
Talpponti ellenállása kb. 240 Ω, szimmetrikus
Az antennanyereség kb. 9 dB
A hátrasugárzási csillapítás kb. 15 dB
Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 50°$
Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 63°$

24.4. A kilencelemes hosszú Yagi-antenna

Ennek a hosszú Yagi-antennának pontosan 2λ a hossza, felépítését a 24.5. ábrán láthatjuk. Viszonylag keskeny sávú változatról van itt szó, de az Európában használatos 70 cm-es amatőrsávban nyereségcsökkenés nélkül és biztosan használható.

Itt kell megjegyeznünk, hogy a 70 cm-es sávot az amatőrök általában csak 432 és 436 MHz között használják ki, néha 438 MHz-ig. Ez egyrészt a te-

rületi sávfelosztásból következik, ugyanis a nemzetközi megállapodások (a genfi, 1959. évi határozatok) értelmében az 1. körzet (Európa, a Szovjetunió ázsiai része, Afrika) csak a 430 és 440 MHz közötti tartományt használhatja. Másrészt viszont



24.5. ábra. Kilencelemes hosszú Yagi-antenna a 70 cm-es sávra

a 70 cm-es sávban majdnem mindig egy 2 m-es adó frekvenciájának háromszorozásával jön létre az adási frekvencia. Minthogy pedig az 1. körzetben a 2 m-es sávból is csak a 144 és 146 MHz közötti részt szabad igénybe venni, a 70 cm-es sávra gyakorlatilag előre kiadódik a 432 MHz-től 438 MHz-ig terjedő munkatartomány. Ebből következik, hogy a 70 cm-es sávban lemondhatunk a különösen nagy sávszélességű antennákról.

Mechanikai és elektromos adatok

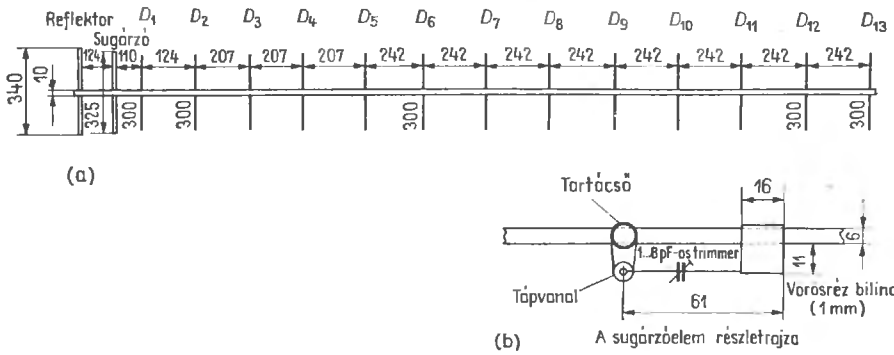
Az antennaelemek átmérője 4...6 mm
Az antenna hossza 1335 mm
Talpponti ellenállása kb. 240 Ω, szimmetrikus
Az antennanyereség kb. 11,5 dB
A hátrasugárzási csillapítás kb. 19 dB
Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 44°$
Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 48°$

24.5. A 15-elemes hosszú Yagi-antenna DL ∅ SZ szerint

Ez a 24.6. ábrán látható hosszú Yagi-antenna — 435 MHz frekvenciára vonatkoztatva — 4,53λ hosszú, és nyeresége a mérések szerint 15,2 dB. A tápvezetéknek elképzelt koaxiális kábelt egy egyszerűsített gamma-taggal lehet illeszteni [lásd 24.6.(b) ábrán kirajzolt részletet]. Eredeti kivitelezésében 52 Ω hullámellenállású kábel volt a tápvezetéke, de a kereskedelemben kapható 60 Ω-os koaxiális kábellel is minden változtatás nélkül alkalmazható, mert a Γ-tag utánállító kondenzátora (1...8 pF szabályozási tartományával) lehetővé teszi a pontos illesztést. Ezt a trimmerkondenzátort esőálló műanyag burában kell elhelyezni.

A tápkábel végén 15 mm hossz mentén el kell távolítani a külső védőköpenyt. Az ily módon lecsupaszított külső vezetőt tekercseljük körül és forrasszuk össze egy 1 mm vastagságú ezüstözött rézhuzallal, a huzalt pedig stabilan és biztonságos érintkezéssel kössük össze az antennaelem leföldelt középpontjával. A kábel belső vezetőjét az utánállító kondenzátorhoz csatlakoztatjuk. Minden kötési pontot gondosan forrasszunk, és óvjunk meg a nedvesség behatolása ellen. Ilyen védelemmel a kábelvéget is el kell látni.

Minden direktor egységesen 300 mm hosszú és 4 mm átmérőjű, gömbölyű dural rúdból készül. Az antennaelemek tartója 10 mm átmérőjű stabil fém-



24.6. ábra. 15-elemes hosszú Yagi-antenna DL ∅ SZ szerint:
(a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

csőből készítendő el (anyaga dúralumínium vagy acél lehet), hossza pontosan 3 m, és az antennaelemek felszereléséhez át kell fúrni a megfelelő helyeken.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek közül a gerjesztett elem és a reflektor 6, a direktorok pedig 4 mm átmérőjűek
Az antennaelemek tartójának átmérője 10 mm
Az antenna hossza 2920 mm
A talpponti ellenállás 50...60 Ω, aszimmetrikus
Az antennanyereség kb. 15 dB
A hátrasugárzási csillapítás kb. 22 dB
Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 28°$
Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 30°$

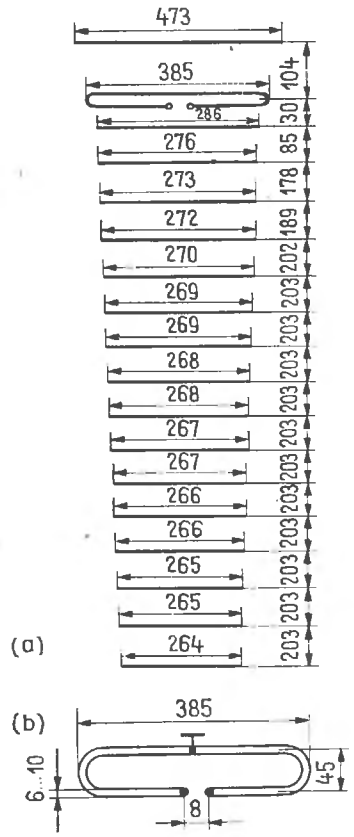
24.6. A 18-elemes széles sávú, hosszú Yagi-antenna

Ez a korszerű elvek szerint megszerkesztett hosszú Yagi-antenna azt bizonyítja, hogy nagy sávszélességgel is elérhető optimális antennanyereség, és hogy az antennaelemek nagy száma ellenére közel 240 Ω lehet a talpponti ellenállás. Ezekkel az új sugárzókkal a rádióamatőr haszonélvezőjévé válik az antennaipar iránymutató fejlesztési munkájának. Ezt a konstrukciót egyébként a tv-antennákban alkalmazza az ipar. A széles sáv nem szükséges ugyan az amatőr-gyakorlatban, de nem is hátrány, ha — mint ebben az esetben — optimális antennanyereséget eredményez.

A 24.7. ábrán közöljük e nagyon melegen ajánlható antenna minden szükséges méretét. A hullámvezető-rendszeren belül megváltoztathatjuk a hosszt is és az antennaelemek számát is, a talpponti ellenállás ettől nem fog megváltozni (a hullámvezető-rendszerre vonatkozólag lásd a 22.6. ábrát). A gerjesztési centrum és az átmeneti zóna a harmadik direktorig terjed. Így tehát a külső direktortól kezdve akárhány direktort elhagyhatunk a hullámvezető rendszerből. A következmény csak annyi, hogy megfelelő mértékben csökken a rendszer antennanyeresége, és a nyílásszögek szükségszerűen nagyobbak lesznek.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője 6...10 mm
Az antenna hossza 3030 mm
Talpponti ellenállás kb. 240 Ω, szimmetrikus
Az antennanyereség kb. 16 dB
A hátrasugárzási csillapítás kb. 24 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, $\alpha_E \approx 25°$
Nyílásszög a függőleges síkban, $\alpha_H \approx 25°$
A tápláláshoz nagyon ajánlatos a koaxiális kábel és félhullámú kerülővezeték alkalmazása



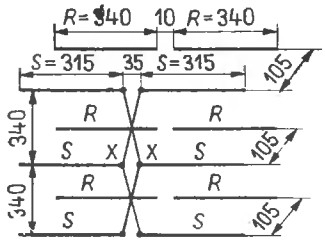
24.7. ábra. A 18-elemes, széles sávú, hosszú Yagi-antenna a 70 cm-es sávra:
(a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

24.7. A 12-elemes csoportsugárzó a 70 cm-es sávra

A csoportantennák is jó eredménnyel használhatók a 70 cm-es sávban. Ebben a frekvenciatartományban körülbelül 50 MHz a csoportsugárzók sávszélessége. Aránylag nagy mechanikai anyag- és munkaigényessége miatt azonban ritka a deciméteres hullámokon ez az antenna.

Eleve ügyeljünk arra, hogy a táppontban és az összekötő vezetékek csatlakozási pontjaiban ne

legyen semmilyen szigetelőanyag (feszültségmaximum!), és e helyett csak a levegő szigeteljen. Ezenkívül a két függőleges tartó *előtt* kell elhelyezni a csoportot [értelemszerűen a 24.1.(c) ábra szerint]. Egy 12-elemes csoportsugárzó mechanikai méreteit a 24.8. ábrán adjuk meg. A 23. pontban elmondottak értelemszerűen a deciméteres hullámú csoportantennákra is érvényesek.



24.8. ábra. A 12-elemes csoportantenna a 70 cm-es sávra

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője 3...5 mm
Az összekötő vezetékek átmérője 1...3 mm (nem kritikus)
Az antenna magassága 680 mm
Tápponti ellenállása az XX pontban kb. 240 Ω, szimmetrikus
Antennanyereség kb. 9,5 dB
Hátrasugárzási csillapítás kb. 14 dB
Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 60°$
Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 50°$

25.

Ultrarövid hullámú és deciméteres hullámú körsugárzó antennák

Egyes esetekben körsugárzókra, vagyis olyan antennákra lehet szükség, amelyeknek a vízszintes síkban nagyjából kör alakú az iránydiagramjuk.

Függőleges polarizációjú, ultrarövid hullámú körsugárzót nem nehéz előállítani, hiszen minden függőlegesen felállított félhullámú dipólus a saját tengelyére merőleges irányokban, tehát a vízszintes síkban egyenletesen sugároz. Az ilyen függőlegesen polarizált körsugárzók a közlekedésben és más mozgó állomásokon gyakran megtalálhatók. Néhány helyi jellegű 2 m-es állomás is az egyszerűség kedvéért függőlegesen polarizált antennával működik, bár az ultrarövid hullámú amatőrforgalomban majdnem mindig vízszintes a polarizáció.

Nagyon nehéz és az amatőrök részére gyakorlatilag nem is lehet olyan antennát szerkeszteni, amely vízszintes polarizációval sugározna, és amelynek a vízszintes síkban pontosan kör alakú volna az iránydiagramja. Az ideális kör alakot többnyire nem is követeljük meg, és általában minden olyan antennát körsugárzónak nevezünk, amely a vízszintes sík minden irányában többé kevésbé jól sugároz, és amelynek ebben a síkban sehol sincs határozott sugárzási maximuma vagy nullahelye.

25.1. Függőlegesen polarizált ultrarövid hullámú körsugárzók

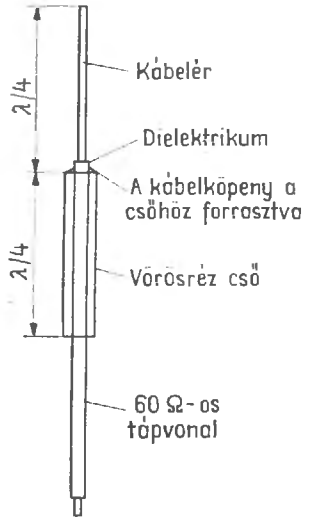
A függőleges irányban felállított félhullámú dipólusok vagy hajlított dipólusok és a groundlpane-antennák elméletileg jó körsugárzók ugyan a vízszintes síkban, de az ultrarövid hullámok tartományában nem lehet mindig elérni velük a kívánt hatásfokot. Különösen a központi táplálású dipólusok ilyenek, mert tápvezetéküket vízszintesen kell elvezetni a táppontból. Ilyen körülmények között ugyanis megzavarja a tápvezeték a sugárzási tulajdonságokat, és a frekvencia növekedésével egyre nehezebb reflexiómentesen illeszteni a tápkábelt a sugárzóhoz. Aszimmetria következtében ezenkívül a koaxiális kábel köpenyében is kialakulhatnak hullámok, aminek következtében megnőnek a sugárzási veszteségek, és általában eltolódik felfelé a függőleges síkú emelkedési (magassági) szög. Lehetőleg azonban „lapos" kisugárzásra kell törekedni, vagyis a fősugárzásnak lehetőleg merőlegesnek kell lennie a sugárzó tengelyére. A függőlegesen polarizált sugárzók kritériuma tehát a táplálás módjában keresendő. Ezért kellett kidolgozni az oly módon táplálható antennákat, hogy nagyobb költségek nélkül is jó illesztést és kifogástalan szimmetrizálást lehessen elérni. A tápvezeték elvileg koaxiális kábel.

25.1.1. A koaxiális antenna

Ez az antenna (25.1. ábra) mint függőleges polarizálású körsugárzó nagyon jól használható a *mozgó rádióállomásokon* (járműveken). A 19.4.2.1. alpontban már ismertetett sleeve-antenna ultrarövid hullámú változatáról van szó (19.24. ábra).

Egy 60 Ω-os, lehetőleg vastag belső vezetőjű koaxiális kábelről (például a 60—10—2 típusúról, amelynek belső vezetője 2,26 mm átmérőjű) $\lambda/4$ elektromos hossz (körülbelül 0,97 $\lambda/4$) mentén eltávolítjuk a külső köpenyt, a külső vezetőt és a

dielektrikumot, csak a csupasz belső vezetőt hagyjuk meg. Ezután ráhúzunk egy ugyancsak $\lambda/4$ elektromos hosszúságú rézcsövet vagy sárgaréz csövet, ahogyan a 25.1. ábrán látjuk, és összeforrasztjuk a kábel külső vezetőjével. E cső rövidülési tényezőjét 0,95-ra vehetjük, mert a koaxiális kábel nagyobb végterhelést okoz. A cső tetszés szerinti átmérőjű lehet, csak a belvilágának kell akkorának lennie, hogy rá lehessen húzni a kábel külső védőköpenyére.



25.1. ábra. A koaxiális antenna

Elvileg egy olyan félhullámú dipólusról van itt szó, amelyet függőleges helyzetben felállítottunk, és alsó felét egyúttal negyedhullámú záróedénynek képezzük ki, hogy szimmetriát hozzunk létre. Az illesztés és a szimmetrizálás közel ideális, ezért olyan kitűnő a lapos kisugárzás és a pontosan kör alakú sugárzási diagram szempontjából a koaxiális antenna.

Ha nagyobb mechanikai igénybevételre számíthatunk, például ha járműről van szó, a $\lambda/4$ hosszúságú, szabadon álló belső vezetőt ajánlatos egy autóantenna rugalmas fémrúdjával vagy valamilyen hasonló anyaggal helyettesíteni.

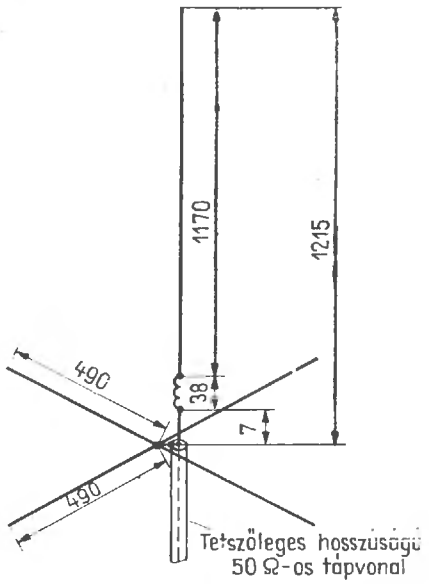
25.1.2. A függőleges félhullámú sugárzó

Mint a 19.7. ábrán látjuk, a függőleges félhullámú sugárzó annyiban előnyösebb a negyedhullámú sugárzónál, hogy a függőleges síkban kisebb a nyílásszöge, és ezáltal majdnem 3 dB antennanyereséget ér el. Az is igaz azonban, hogy kissé problematikus a függőleges $\lambda/2$ sugárzók gerjesztése. Ha ugyanis a geometriai középpontjában megszakítjuk és itt tápláljuk, mint a vízszintes polarizációjú dipólusokat, a tápkábelt legalább $\lambda/2$ hosszúságú szakasz mentén vízszintesen kellene elvezetni a tápponttól, mert egyébként nehézségeink volnának az illesztéssel, és erősen eltorzulnának a sugárzási viszonyok. Ugyanilyen okok miatt nem lehet az ilyen függőleges dipólusokat függőlegesen felállított fémrúdra vagy földelt tartóárbocra szerelni, mert a mechanikai követelmények miatt ez a rúd vagy árboc benyúlna a dipólus sugárzási terébe. Mechanikailag és eletkromosan még a lehetőleg hosszú vízszintes tartókar se nagyon alkalmas a szerelésre (előárbocos szerelés). Előnyösnek látszik viszont a sugárzó alsó végén alkalmazott feszültségtáplálás. Itt persze feszültségmaximumot és a sugárzó karcsúságától függően néhány ezer ohm csatlakozási impedanciát kapunk. Ezt a nagy impedanciát le kell transzformálni a felhasználandó tápkábel hullámellenállásának megfelelő értékre.

A rövidrezárt negyedhullámú vezeték teszi lehetővé legegyszerűbben az ellenállásillesztést, és ily módon a 19.26. ábra szerinti J-antennát kapjuk. A negyedhullámú párhuzamos csővezetéken, amelyet a félhullámú rúd végére szerelünk, nullától (a rövidrezárt végtől) néhány ezer ohmig (a nyitott végig) minden impedanciaértéket megkapunk, úgyhogy megfelelő leágazással illeszteni tudunk bármilyen tápkábelt. A párhuzamos csövek távolsága 10...20 mm, úgyhogy ebben a közben jól elfér még a tápkábel. Elektromosan a párhuzamos csövek távolsága és átmérője, tehát hullámellenállása is közömbös; mindössze arra kell ügyelnünk, hogy a párhuzamos vezeték elektromos hossza $\lambda/4$ legyen. A rövidrezárt talppont földelve van, úgyhogy az egész antenna földpotenciálra kerül. A 2 m-es sávban alig 1,50 m teljes hossz esetén úgy képezzük ki az antennát, hogy önmagát tarthassa, és ebben az esetben a tartóoszlop és a sugárzó közös egységet képez. A hossz kiszámításában figyelembe veendő a rövidülési tényező, amely a sugárzó λ/d karcsúságától függ (3.7. ábra).

A kísérletek során bebizonyosodott, hogy ezzel a J változattal nem lehet teljesen megszüntetni a tápkábelen az állóhullámokat. Ennek oka, hogy maga a negyedhullámú párhuzamos csővezeték is sugároz, és hogy a negyedhullámú vezeték alatt a tartóoszlop alsó részén szintén kialakulnak még állóhullámok. E hátrányok kiküszöbölésére koaxiális záróedénynek megfelelően lehet kiképezni a negyedhullámú vezetéket.

A 25.2. ábrán ez az elektromosan és mechanikailag tökéletesített változatú J antenna látható, amely az amatőrök körében záróedényes antenna néven ismeretes.



25.2. ábra. A félhullámú záróedényes antenna: (a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a záróedényről

A félhullámú szakasz szabad hossza vékony antennarúd (pl. teleszkópantenna) esetén 960 mm, vastagabb csövek esetében pedig 10 mm átmérőtől felfelé csak 950 mm (lásd a 3.7. ábrát is). A sugárzót becsavarozás vagy beforrasztás útján kötjük össze az illesztő tag belső csövével. Ha megfelelő anyagot kapunk hozzá, egyetlen átmenő munkadarabból képezhetjük ki a sugárzót és a belső vezetőt. A negyedhullámú edény mechanikai részletei szempontjából [25.2.(b) ábra] egy olyan javaslatról van szó, amelyet a meglevő anyagnak megfelelően messzemenően lehet még módosítani, amennyiben a hatásos belső tér hosszát meghagyjuk 495 mm-nek. A $D:d$ átmérőarány kedvező értékei 3 : 1 és 4 : 1 között vannak (pl. $D = 28$ mm és $d = 8$ mm). Az edény felső, elektromosan nyitott végét a műanyagból kiesztergált A fedéllel zárjuk le, ez egyúttal központosítja a belső vezetőt. Az esővíz behatolását egy esztergálással beillesztett gallér akadályozza meg. Az edény alja egy fémből kiesztergált lap, amely centrikusan befogja a hozzá forrasztott belső vezetőt. Ez a fenéklap ki van fúrva, hogy át lehessen vezetni rajta a tápkábelt, de egy másik furata is van a kondenzvíz és az esővíz elvezetésére. A fém fenéklapot és a műanyag fedelet három-három csavarral rögzítjük a külső csőhöz.

A külső cső ráhelyezése előtt a tápkábel belső vezetőjét 100 mm-rel a fenéklap felett hozzáforrasztjuk az edény belső vezetőjéhez. Ugyanebben a magasságban át kell fúrni a külső csövet, a lyukon keresztülfűzünk egy vezetőhuzalt, és a végét hozzáforrasztjuk a koaxiális tápkábel külső vezetőjéhez. A külső cső rátolásakor egyúttal megfeszítjük ezt a huzalt, hogy a kábel körüli árnyékoló harisnya átjusson a furaton, és utána hozzáforraszthassuk a csőhöz. Csak ezen a helyen szabad belül fémesen összekötni az árnyékoló fonatot az edénnyel.

Az edény külső és belső csövét rézből vagy sárgarézből lehet elkészíteni. A sima falú acélcső is megfelel, ha előzőleg berezezzük vagy legalábbis a korróziótól megvédjük. A 25.2.(a) ábra szerinti kengyeles szerelés során ügyeljünk arra, hogy ez a kengyel lehetőleg minél közelebb kerüljön az edény aljához. Ha ez nem megy, legfeljebb 250 mm-rel lehet az edény fenéklemeze fölött a rögzítő kengyel.

Az E táppont helyzetét kissé eltolhatjuk, és a sugárzó szabad hosszát is kissé megváltoztathatjuk, hogy bármilyen koaxiális kábelt optimálisan illeszthessünk.

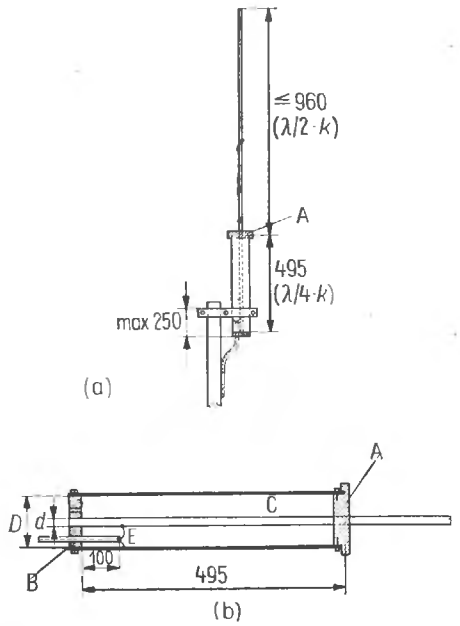
A negyedhullámú illesztőedény alkalmazása természetesen nem szorítkozhat a függőleges félhullámú sugárzók impedanciahelyes gerjesztésére. Ugyanilyen jó eredményekkel alkalmazhatjuk az illesztőedényt a legkülönbözőbb fajtájú, függőlegesen polarizált Yagi-antennákon is. Minthogy a szabad félhullámú szakasz geometriai középpontjában feszültségminimumot kapunk, egy fémes kereszttartót erősíthetünk hozzá, és erre a tartóra szerelhetjük a reflektorokat és direktorokat. Az illesztőedényben a tápkábelhez szükséges legkedvezőbb leágazási pont (E) a sokelemes antennákban valamivel távolabb van a rövidrezárási ponttól, mint az egyszerű félhullámú függőleges sugárzókkal kapcsolatban. Minden esetben mérésekre van szükség, és állóhullámmérő alkalmazásával keressük meg az illesztőedényben a legkedvezőbb megcsapolási pontot.

25.1.3. Az $^5/_8\lambda$ hosszúságú sugárzó

Ha a függőlegesen polarizált rúdantennát $\lambda/2$-nél hosszabbra vesszük, a függőleges síkban megjelenik egy meredek második sugárnyaláb. Ezzel egyidejűleg megnő a lapos szögben kisugárzott

főnyaláb is. Mint a 19.7.(d) ábrán láthatjuk, $^5/_8\lambda$ hossz beállításával maximumot ér el a lapos kisugárzás. A sugárzó hosszának további növelése közben csökkenni kezd a lapos nyalábban kisugárzott energia, és növekszik a meredek sugárnyaláb. Az $^5/_8\lambda$ hosszúságú függőleges sugárzóval kapjuk meg minden más egyszerű függőleges antennához képest a legkisebb magassági szöget a függőleges síkban. Minthogy a függőleges síkban a függőleges félhullámú sugárzóval elérhető értékhez viszonyítva a nyílásszög ugyanekkor csökken, az antennanyereség körülbelül 3 dB [19.7.(c) és (d) ábra].

Mivelhogy azonban $^5/_8\lambda$ nem rezonanciahossz, induktivitás beiktatásával meg kell növelni $^3/_4\lambda$-ra az $^5/_8\lambda$ méretű antenna elektromos hosszát. Az egészhullámú rezonanciához még hiányzó utolsó $\lambda/4$ szakaszt radiálokkal képezzük ki, akárcsak a groundplane esetében.



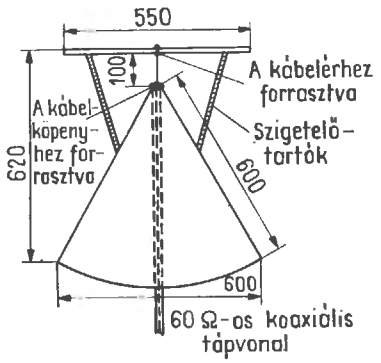
25.3. ábra. Az $^5/_8\lambda$ hosszúságú sugárzó a 2 m-es sávra

A 25.3. ábrán a 2 m-es sávra vázoltunk fel egy $^5/_8\lambda$-sugárzót. A függőleges rész teljes hossza 1215 mm, a négy radiális szakasz mindegyike 490 mm. A hosszabbító tekercs 1,6 mm-es huzalból 11 menetet tartalmaz, a tekercstest átmérője $^1/_4$ hüvelyk (6,35 mm) legyen. Ezen a tekercstesten 38 mm mentén egyenletesen osztjuk el a 11 menetet.

A rezonanciafrekvenciát a menetek eltolásával lehet változtatni. Nagyobb változások eléréséhez hozzátehetünk vagy levehetünk egy-egy menetet. Az antennavezető hordozóanyagának nagyon jól beválik egy üvegszálerősítésű poliészterből készített horgászrúd, és erre egyúttal közvetlenül ráhelyezhetjük a hosszabbító tekercset is. A 2 m-es sávnak megfelelő méreteket mind megtaláljuk a 25.3. ábrán. Ez az antenna is nagyon jól felhasználható a mozgó állomásokon.

25.1.4. A széles sávú discone körsugárzó

Egy további, függőlegesen polarizált és a táplálás tekintetében a koaxiális antennához nagyon hasonló, de különösen széles sávú körsugárzó az úgynevezett *discone-antenna* (25.4. ábra). Az angol discone szó a külalakra vonatkozik (disk = tárcsa és cone = kúp).

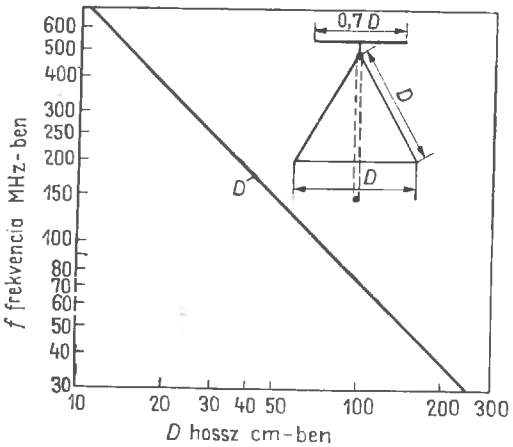


25.4. ábra. A discone-antenna

A normális dipólushoz képest ennek az antennának a „nyeresége" a kis effektív magasság következtében mínusz 3 dB. Ezt a veszteséget többnyire elfogadhatjuk, ha arra gondolunk, hogy rendkívül nagy sávszélességet kapunk helyette. A 25.4. ábrán látható discone-antenna 60 Ω-os koaxiális kábellel közvetlenül táplálható, átviteli sávja az itt közölt méretekkel kereken 85 MHz-től körülbelül 500 MHz-ig terjed.

Maga a kúp egy tölcsérszerűen behajlított rézlemez, de e helyett bármilyen más, lehetőleg forraszthető bádoglemez is megfelel. A körtárcsát is bármilyen bádoglemezből elkészíthetjük. A lemez vastagságának elektromosan nincs semmilyen jelentősége. A tápkábelt alulról keresztülvezetjük a kúp nyílásán, és külső vezetőjét hozzáforrasztjuk a kúp csúcsához. A belső vezetőt a csúcstól 100 mm távolságra összekötjük a vízszintes körtárcsa középpontjával. Megfelelő szigetelőkkel gondoskodjunk a körtárcsa mechanikai alátámasztásáról.

Ha a discone-antennát a példánkban közölt frekvenciatartománytól eltérő frekvenciákra akarjuk elkészíteni, a megadott méretek helyett (25.4. ábra) a D átmérőt (25.5. ábra) egyenlőnek vesszük a legnagyobb üzemi hullámhossz negyedével, a korongszerű felsőrész átmérőjét pedig $0{,}7D$ nagyságúra vesszük. Ezekkel a méretekkel 1 : 8 frekvenciaarányú sávra számíthatunk. A legkisebb üzemi frekvencia függvényében a 25.5. ábráról közvetlenül leolvashatjuk D értékét.



25.5. ábra. A discone-sugárzók D méretének meghatározása a MHz-ben kifejezett f legkisebb üzemi frekvencia alapján

Az antenna határfrekvenciája körülbelül 20%-kal kisebb a méretezési frekvenciánál. Ettől az alsó határfrekvenciától kezdve rohamosan nő a tápkábel mentén az állóhullámarány. A tárcsa átmérője az üzemi frekvencia megváltoztatásakor nagymértékben befolyásolja a sugárzási diagramot. A túlságosan kicsi tárcsaátmérő csökkenti a sávszélességet és a függőleges síkban a magassági szöget, vagyis eltolja a kúp irányában a sugárnyalábot.

A méretezésre közölt irányelvek betartásával 1,5 fölé nem nő a megadott frekvenciatartományban az állóhullámarány, de a frekvencia függvényében változni fog a függőleges síkban a sugárnyaláb magassági szöge.

25.1.5. A 145 MHz-es DDRR-antenna

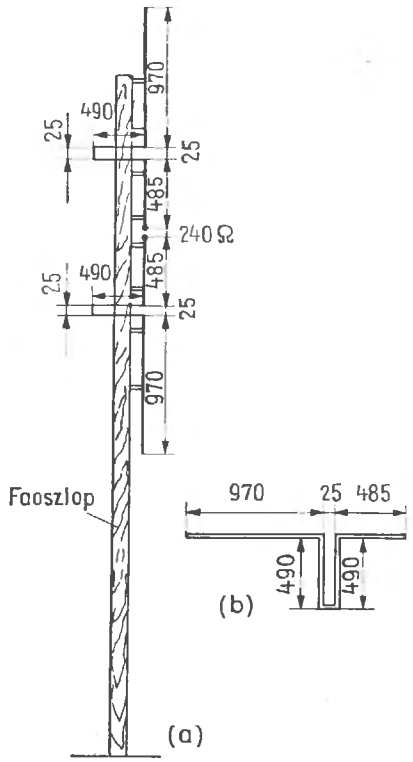
A 19.7. alfejezetben rövidhullámra ismertetett DDRR-antennát mint függőlegesen polarizált körsugárzót ultrarövid hullámokra is megépíthetjük. A 19.44. ábra és az ezt kiegészítő 19.4. táblázat értelmében a 2 m-es változat méretei a következők:

$D = 160$ mm; $H \geqq 15$ mm; $A = 10$ mm; $d = 5 \ldots 10$ mm; $C_1 = 5$ pF.

Ezek mind közelítő értékek, ugyanis összességükben a sugárzó nagy sávszélessége miatt nincs is szükség pontosabb beállításukra. A tápkábel belső vezetőjének legkedvezőbb csatlakozási helyét próbálgatással kell megkeresni. A 2 m-es változat alaplemezének méretezésében nem szabad takarékoskodni, mert minél nagyobb az alaplemez átmérője, annál kisebb a függőleges síkban a főnyaláb magassági szöge. Nem luxus tehát az 500 mm-nél nagyobb tárcsaátmérő. A 19.7. alfejezetben közölt adatok értelemszerűen a 2 m-es változatra is érvényesek.

25.1.6. Függőlegesen polarizált, emeletes körsugárzók

A félhullámú antennaelemet függőleges dipólus-sorok alakjában emeletesen is elrendezhetjük. A vízszintes síkban megmaradt a diagram kör alakja, a függőleges síkban viszont csökken a nyílás-



25.6. ábra. Háromelemes függőleges dipólus-sor a 2 m-es sávra:
(a) vázlatos felépítés; (b) hajlítási minta a félantenna elkészítéséhez

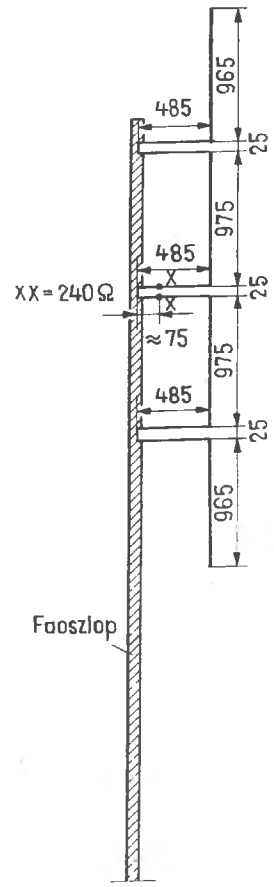
szög, és ennek következtében az egyszerű függőleges félhullámú dipólushoz képest irányhatás mutatkozik. Mindenesetre az is szükséges ehhez, hogy a függőleges dipólus-sor mindegyik félhullámú elemét azonos fázisban gerjesszük (lásd a 13.1. alfejezetet).

Példaként a 25.6. ábrán bemutatunk a 2 m-es sávra egy három fázisban gerjesztett félhullámú elemből összeállított függőleges dipólus-sort. Ezt az antennát középen tápláljuk, és feltétlenül faárbocra szereljük. A függőlegesen felállított fémárboc káros visszaverődéseket és sugárzási veszteségeket okozna a függőlegesen polarizált térben. Ezért nem szabad — a szokástól eltérően — földelőhuzallal is ellátni a faárbocot. A tápvezetéket $\lambda/2$-nél hosszabb szakasz mentén vízszintesen kell elvezetni a táppontból, különben meghamisítaná a sugárzási viszonyokat, és nem lehetne megszüntetni rajta az illesztés ellenére az állóhullámok kialakulását.

A félhullámú szakaszokat közbeiktatott zárt negyedhullámú vezetékdarabokon keresztül lehet azonos fázisban gerjeszteni. Ezek a vezetékdarabok mindenhol 180° fáziseltolást hoznak létre, és rövidrezárt végeik a feszültségminimum pontjában vannak, úgyhogy közvetlenül ráerősíthetők bilincsek útján a faárbocra. A negyedhullámú vezetékeket a 25.6. ábra szerint gyűrűsen feltekercselhetjük, ami egyszerűsíti a szerelést. Az antennaelemeket köztartó szigetelőkkel rögzítjük az árbocon. Ha ezek a szigetelők a félhullámú részek geometriai középpontjába kerülnek, a legegyszerűbb megoldással is beérhetjük, ugyanis feszültségminimumot kapunk a rögzítési pontokban.

Az antennaelemeket a villámhárítók alumínium földelőhuzalából készíthetjük el (átmérőjük 8 vagy 10 mm). Két, egyenként 246 cm hosszú kifeszített szakaszt úgy hajlítunk be, hogy a felső és az alsó antennafél egy-egy átmenő darabból álljon [lásd a 25.6. ábrán kirajzolt részletet]. Ezáltal stabil felépítést kapunk, nincsenek korrózióra érzékeny kötések, és egyszerűen tudjuk hozzáerősíteni az antennát a póznához.

A tápponti ellenállás közelítő értéke 240 Ω. Célszerű egy félhullámú kerülővezetéket (balunt) csatlakoztatni hozzá, és a rendszert koaxiális kábellel táplálni. A függőleges nyílásszög csökkentésével elért antennanyereség 3,2 dB. A 25.7. ábrán négy kollineáris félhullámú szakasszal felrajzolt dipólus-sor a táplálás módjában különbözik a háromelemes változattól. Minthogy a rendszer geometriai közepében kialakított táppont nagy ellenállású, a legjobb esetben közvetlenül lehetne egy hangolt tápvezetéket idecsatlakoztatni. Mivel azonban a rövidrezárt negyedhullámú vezetéken nulla és a maximum között minden impedanciaérték előfordul, kikeressük a vezető felületén azokat a pontokat, amelyeknek impedanciája megfelel a tápvezeték hullámellenállásának. Esetünkben körülbelül 75 mm-re van a vezeték rövidrezárt végétől a 240 Ω-os szimmetrikus vezetéknek megfelelő csatlakozási pont. Ennek az antennának a táplálásához is a balun-hurok—koaxiális kábeles rendszert ajánljuk.

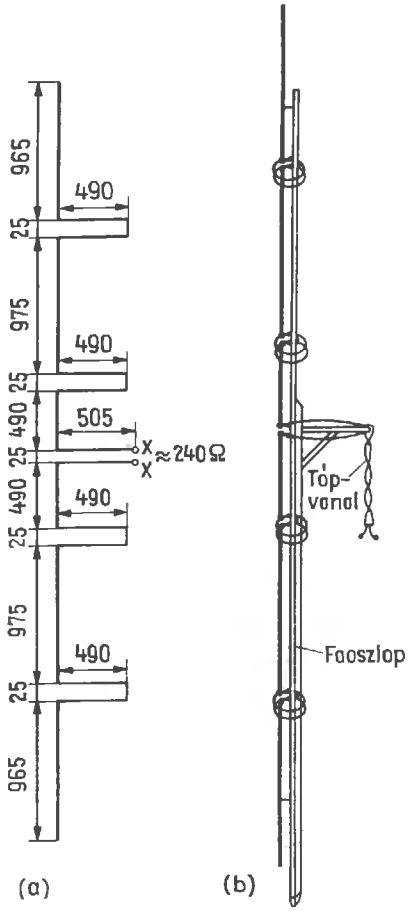


25.7. ábra. Négyelemes függőleges dipólus-sor a 2 m-es sávra

Kollineáris négyelemes antennánkkal 4,5 dB nyereségre számíthatunk. Összeállításában és szerelésében kövessük a háromelemes változattal kapcsolatban közölt tanácsokat.

Ezen és a következő ötelemes antennán szembeötlő az, hogy a külső félhullámú dipólusrészek va-

lamivel rövidebbek a belsőknél. Ennek oka a szélek kapacitív hatása, ugyanis a külső antennaelemeken ez nagyobb mértékben érvényesül, mint a belsőkön. Ezért kell a külső antennaelemeket valamivel nagyobb mértékben rövidíteni.



25.8. ábra. Ötelemes függőleges dipólus-sor a 2 m-es sávra:
(a) méretezési rajz; (b) felépítési példa;

A 25.8. ábra szerinti függőleges, ötelemes dipólus-sor elméleti antennanyeresége 5,4 dB, és ezt kizárólag csak azáltal érjük el, hogy a függőleges síkban csökken a nyílásszög. A gerjesztési mód szempontjából ez a körsugárzó a 25.6. ábrán felrajzolt háromelemes változatnak felel meg, de az utóbbitól eltérően még egy kis finomságot tartalmaz. Ha ugyanis a 25.6. ábra szerint közvetlenül összekötnénk a 240 Ω-os tápvezetéket a középső tápponttal, 1 : 2 nagyságú állóhullámaránnyal számolhatnánk. Ezért egy kereken 330 Ω hullámellenállású, kissé meghosszabbított negyedhullámú transzformátort iktattunk be az antenna talppontja és tápvezetéke közé, úgyhogy ezáltal 1 : 1,1 értékre csökkent az állóhullámarány. Itt abból indultunk ki, hogy a félhullámú antennaelemek átmérője legalább 3 mm, de legfeljebb 9 mm. A négy zárt negyedhullámú csonkot 2...6 mm (nem kritikus) átmérőjű huzalokból képeztük ki. Ezzel szemben a tápponthoz csatlakozó illesztőtranszformátor távolsága és átmérője közötti aránynak feltétlenül követnie kell a kereken 8 : 1 arányt, mert ez szabja meg a hullámellenállást. Ez azt jelenti, hogy a 25.8.(a) ábrán előírt 25 mm-es távolság betartásával a huzal átmérőjének kereken 3 mm-nek kell lennie. Persze más távolságot is választhatunk, de ez esetben a 8 : 1 aránynak megfelelően a huzalok átmérőjét is meg kell változtatnunk.

A 25.8.(b) ábrán egy célszerű szerelési lehetőséget láthatunk. Az ábra szerint minden baj nélkül gyűrű alakúra is behajlíthatjuk a zárt negyedhullámú csonkokat, és rövidrezárt végüket közvetlenül hozzácsavarozhatjuk a fapóznához. A gyűrű átmérője alig 160 mm lesz, úgyhogy a mechanikai stabilitáson kívül nagyon könnyed, egyszerű konstrukciót is kapunk.

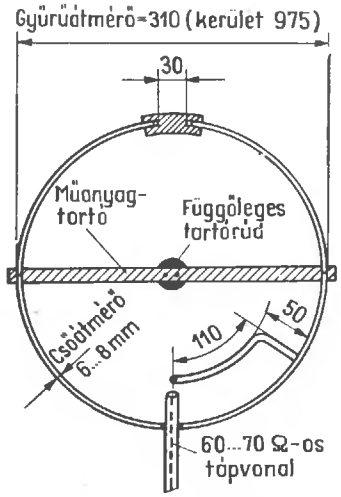
25.2. Vízszintesen polarizált ultrarövid hullámú körsugárzók

A vízszintesen polarizált körsugárzó megvalósítása bizonyos anyagi áldozatokat követel, különösen ha minél kerekebb sugárzási diagramot kívánunk. Ha nem akarunk függőleges irányban többszintes rendszert vagy valamilyen egyéb összetett sugárzót, a normális dipólus főirányú sugárzásához képest csak veszteségek árán valósíthatjuk meg a kör alakú diagramot.

Az egyenes félhullámú dipólus, mint tudjuk, már eleve irányhatású, hiszen a hossztengelyére főképpen merőleges irányban sugároz (nyolcas alakú a jelleggörbéje), és *E* diagramjában két határozott nullairányt kapunk. Ha a rendelkezésünkre álló teljesítményt a vízszintes síkban minden irányban egyenletesen elosztjuk, nyilvánvalóan csökkenni fog a főnyaláb, mert ennek rovására töltjük ki a sugárzási minimumokat. Ily módon csak átvitt értelemben beszélhetünk veszteségről.

25.2.1. A gyűrűs dipólus (haloantenna)

Nagyon tetszetős és nem feltűnő alakú a vízszintes körsugárzók körében a *gyűrűs dipólus*. Haloantenna néven is ismeretes, és főképpen a járműveken telepített rádióállomásokon találkozhatunk vele. Mint a 25.9. ábrán látjuk, itt arról van szó, hogy a normális félhullámú dipólus két ágát behajlítjuk a vízszintes síkban, és nyitott gyűrűvé képezzük ki.



25.9. ábra. Gyűrűs dipólus 145 MHz-re. Felülnézet

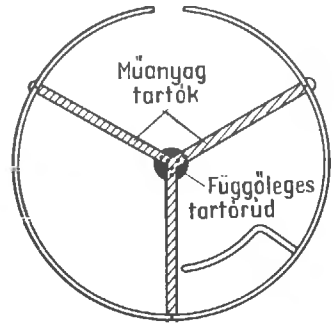
A vízszintes síkú gyűrűs antenna vízszintes sugárzási diagramja mindenesetre nem egészen pontosan kör alakú, inkább ellipszisre emlékeztet. A szokásos egyenes dipólushoz képest e dipólus sugárzásának főirányában általgosan minusz 6 dB a haloantenna „nyeresége", vagyis a gyűrűs dipólus sugárzási terében minden vízszintes irányban csak félakkora vételi térerősséggel számolhatunk, mint amennyit a főirányban egy normális egyenes dipólussal kapunk.

A 25.9. ábrán minden szükséges méretadatával együtt egy olyan gyűrűs dipólust láthatunk, amelyet a 2 m-es sávra méreteztünk. A bemutatott gamma-illesztés lehetővé teszi a 60...70 Ω hullámellenállású koaxiális kábelek impedanciahelyes csatlakoztatását. Külön is választhatjuk ily módon a táppontban a dipólust, ami nagyon elősegíti a mechanikai stabilitást. A koaxiális kábel külső vezetőjét összekötjük a dipólus geometriai középpontjával, belső vezetőjét pedig a gamma-taghoz vezetjük.

A dipólus két végének nem szabad érintkeznie egymással. Legalább 30 mm legyen a távolság közöttük, mert ha összébb hozzuk őket egymáshoz, az erősen megnövekvő kapacitív hatás eltolja a rezonanciafrekvenciát, egyúttal megváltoztatja a talpponti ellenállást is. Néha szándékosan megnöveljük ezt a kapacitást oly módon, hogy egy-egy fémlemezt szerelünk a dipólusvégekre, vagyis kondenzátorszerűen alakítjuk ki őket. Ezáltal eltolhatjuk a kisebb frekvenciák irányában a rezonanciát, úgyhogy kisebb lesz a gyűrű átmérője. Azzal mindenesetre számolnunk kell ilyenkor, hogy romlani fog az antenna hatásfoka.

Az ábrán látható haloantenna sugárzási ellenállása 50 Ω, tehát kisebb az egyenes dipólus sugárzási ellenállásánál. Minthogy a dipólus két végén mindig feszültségmaximum alakul ki, a legkitűnőbb szigetelőanyagokkal sem küszöbölhetjük ki teljes mértékben a veszteségeket. Nedves időben, havazás közben és a zúzmaraképződés hatására lényegesen megnőnek ezek a veszteségek. A 25.9. ábra szerinti gyűrűs dipólus mozgó állomásokhoz készült. A mechanikai stabilitás szempontjainak figyelembevételével ezért valamilyen kiváló minőségű szigetelőanyagba ágyazzuk be a dipólusvégeket.

Valamivel kevésbé stabil, de elektromosan kedvezőbb megoldásokat is találhatunk a gyűrűs dipólus rögzítésére. A 25.10. ábrán látható megoldásban például elhagyjuk a dipólus két végének beágyazását, és e helyett a vízszintes síkban küllőszerűen elhelyezett műanyag rudakkal rögzítjük az antennát.

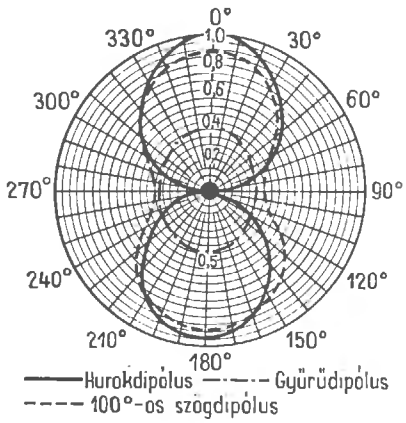


25.10. ábra. Gyűrűs dipólus mechanikailag kedvezőbb felerősítéssel

A vízszintes gyűrűs dipólusokból kettőt, esetleg többet is egymás fölött helyezhetünk el, hogy emeletes antennát kapjunk. A vízszintes síkban ez nem változtatja meg a körsugárzást. A függőleges síkokban csökken a nyílásszög, úgyhogy bizonyos nyereségre teszünk szert, de a bevezetőben már említett 6 dB-es veszteséget ez a nyereség csak ak-

kor kompenzálja, ha legalább négy szintet képezünk ki. Az emeletes dipólusok helyes fázisú táplálásáról elmondottak a gyűrűs dipólusra is érvényesek (lásd a 13.2. alfejezetet).

A mozgó rádióállomásokhoz valamilyen megfelelő PVC-csőből készíthetünk tartóárbocot. E cső belsejében védve és láthatatlanul vezethetjük le a tápvezeték kábelét.



25.11. ábra. A vízszintes dipólusok sugárzási diagramja a vízszintes síkban (DI 1 HM szerint)

A 25.11. ábrán különböző alakú dipólusok *E* diagramját közöljük. Mint látható, a gyűrűs dipólus jó körsugárzó, egyébként azonban sugárzása tekintetében sokkal hátrányosabb a többinél.

25.2.2. A szögesített hajlított dipólus

Járműveken különösen jól használhatónak bizonyult a gyakorlatban a szögesített hajlított dipólus. Az egyenes hajlított dipólusból úgy alakítjuk ki, hogy két felét egymáshoz képest szögben behajlítjuk, ezáltal egy körülbelül 100°-os szög két szárává alakítjuk át őket. A talpponti ellenállás nem változik meg észrevehetően, továbbra is kereken 240 Ω marad. A sugárzási diagram azonban az *E* síkban elliptikussá válik.

Mint tudjuk, a hajlított dipólusnak, akárcsak az egyenes félhullámú dipólusnak is, az *E* síkban nyolcas alakú a sugárzási diagramja, a sugárzási maximumok merőlegesek a dipólus tengelyére, a sugárzási minimumok pedig tengelyirányúak (25.11. ábra). A 100°-ban behajlított dipólus sugárzási maximumai körülbelül 1 dB-lel kisebbek, és az egyenes dipólussal előállított legnagyobb vételi feszültségnek ennek megfelelően csak a kereken 90%-át kapjuk meg vele. A nullahelyeket ugyanakkor megszünteti a szögesítés, és a minimumokban is megkapjuk a körülbelül 45%-os feszültséget. A gyűrűs dipólushoz viszonyítva nagyjából csak a fele feszültséget kapjuk meg (a szöggé átalakított hajlított dipólus főirányára vonatkoztatva), és a minimumok irányában még mindig valamivel jobb a szögdipólus, mint a gyűrűs antenna. Ezért csak ott szabad gyűrűs dipólust alkalmazni, ahol kis méreteket, tetszetős külsőt és közel kör alakú sugárzási diagramot akarunk kapni. Ha nincsenek ilyen követelményeink, érdemes előnyben részesíteni a szögesített hajlított dipólust. Ilyen dipólust mutat a 25.12. ábra; azt is megfigyelhetjük a fényképen, hogyan célszerű felerősíteni az antennát a gépkocsira.



25.12. ábra. Sarokszerűen kialakított hajlított dipólus gépkocsira (fotó: Egon Koch)

A sugárzási tulajdonságok tekintetében egyenrangú ugyan a szögesített normális dipólus és a szögesített hajlított dipólus, nagyobb (240 Ω) talpponti ellenállása miatt azonban többnyire az utóbbit részesítjük előnyben. Ha a szögesített hajlított dipólust nem 240 Ω-os szalagvezetékkel, hanem 60 Ω-os koaxiális kábellel akarjuk táplálni, iktassunk be egy félhullámú kerülővezetéket is (a 7.5. alfejezet szerint) vagy egy feltekercselt kéthuzalos vezetéket (Guanella-transzformátort) a 7.7. alfejezet szerint. Ebben a gyakorlati esetben szöge-

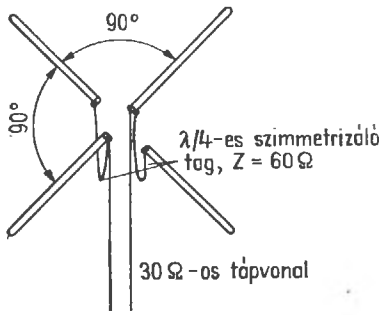
sített egyhuzalos dipólust is alkalmazhatunk, és a koaxiális kábelt egy rövid gamma-illesztéssel csatlakoztathatjuk, de elektromosan és mechanikailag is előnyösebb a hajlított dipólusos megoldás.

Minthogy a szögesített dipólusnak mindig van egy többé-kevésbé domináló sugárzási főiránya, kiemelt sugárzási irányú körsugárzónak is nevezzük. A dipólus két felével bezárt szög változtatásával befolyásolni lehet az *E* diagram alakját. Mint a 10.31. ábrán láthatjuk, annál jobban tudjuk kitölteni a minimumokat, minél hegyesebb szöget zár be egymással a dipólus két fele.

Néha olyan dipólusokkal is találkozunk, amelyek U, S vagy Z alakúra vannak behajlítva. Ezek a különleges formák elvileg nem különböznek a szögesített hajlított dipólustól, inkább csak arról van itt szó, hogy a közelítőleg kör alakú sugárzási diagramon kívül tetszetős alakot is adhassunk az antennának.

25.2.3. A keresztdipólus

A vízszintes síkban közel kör alakú diagramot a keresztdipólussal érünk el. Sorompóantenna, quirl-antenna és turnstile néven is ismeretes ez az antennatípus. Két egyenes félhullámú dipólusból vagy hajlított dipólusból tevődik össze oly módon, hogy ezek a dipólusok keresztszerűen, egymásra merőlegesen helyezkednek el, mint vázlatos rajzban a 25.13. ábrán látjuk. A kör alakú sugárzási



25.13. ábra. A keresztdipólus

diagram megvalósítása végett egymáshoz képest 90° fáziseltolással kell táplálni a két dipólust. Ezt a fáziskülönbséget a dipólusok közé beiktatott kerülővezetékkel érjük el. Ennek a vezetéknek az elektromos hossza $\lambda/4$ (ne feledkezzünk el a rövidülési tényező figyelembevételéről!), hullámellenállása pedig egy dipólus talpponti ellenállásával nagyjából egyenlő nagyságú. Ez azt jelenti, hogy a negyedhullámú kerülővezeték hullámellenállásának 60 Ω-nak kell lennie, ha a keresztdipólust egyenes félhullámú dipólusok alkotják, és 240 Ω-nak, ha keresztezett hajlított dipólusokat használunk fel. Minthogy a táppontban párhuzamosan van kapcsolva a két dipólus, a tápponti ellenállás is lecsökken a felére. Ily módon az egyenes dipólusfelekből összeállított keresztdipólusban kereken 30, a hurkolt keresztdipólusban pedig körülbelül 120 Ω ellenállást kapunk. E táplálási nehézségek miatt az amatőr-gyakorlatban ritkák a keresztdipólusok, hiszen az egyszerűbb szögesített dipólussal kisebb költség árán is hasonló eredményeket kapunk. Ezenkívül a frekvenciafüggő összekötő vezetéke miatt a keresztdipólusnak nagyon keskeny a sávja.

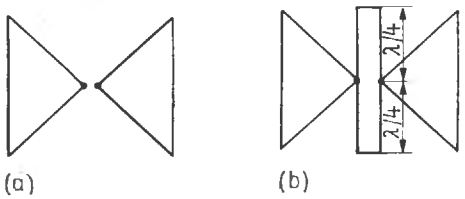
Ultrarövid hullámú vételre és tv-vételre majdnem mindig hajlított dipólusok keresztezésével készül a quirl-antenna. Eleinte az ultrarövid hullámú műsoradókhoz is alkalmazták mint körsugárzó adóantennát a keresztdipólust, de többnyire többszintes emeletes változatban. Ha több keresztdipólust helyezünk el egymás felett, a függőleges síkban bekövetkező nyalábolás folytán antennanyereségre teszünk szert, de a vízszintes síkban változatlanul megmarad a kör alakú diagram. Az antennanyereség nagyságát elsősorban az szabja meg, hogy mekkora a távolság a keresztdipólusos emeletek között. A kétszintes rendszerben és a szintek között $0{,}5\lambda$ távolsággal kereken 1,2 dB az antennanyereség; az 1,4 dB maximumot akkor kapjuk meg, amikor $0{,}67\lambda$-ra állítjuk be a szintek közötti távolságot. A négyszintes rendszerben 2,5 dB nyereséget kapunk, ha 0,5 és 3,7 dB-t, ha optimálisan 0,82 hullámhossz mindenhol az egymást követő szintek közötti távolság.

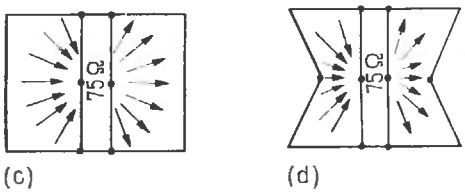
25.2.4. A superturnstile vagy más néven batwing-antenna

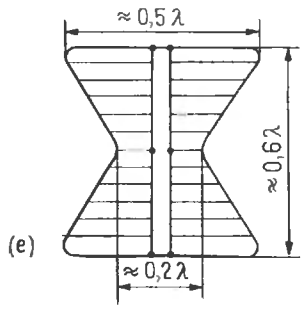
Közeli rokonságban áll a keresztdipólussal a superturnstile-antenna, amely egyébként batwing néven is ismeretes (batwing angolul denevérszárnyat jelent). Ebben az esetben is keresztdipólusról van szó, de a sávszélesség növelésére nagy felületű dipólusszárakat kell kialakítani, ezért denevérszárnyakhoz hasonló szerkezetet kapunk.

A batwing-dipólus kialakulásának egyes fázisait a 25.14. ábrán láthatjuk. Egyszerű egyenes félhullámú dipólusból indulunk ki, és hogy nagy sávszélességet kaphassunk, „vastag" dipólussá

kell átalakítanunk ezt a kiindulási alakot. Ezt többek között úgy érhetjük el, hogy a dipólus két szárát a 25.14.(a) ábrának megfelelően háromszöggé képezzük ki. Ilyen pillangódipólusokkal a deciméteres hullámok tartományában mint széles sávú sugárzókkal gyakran találkozhatunk.







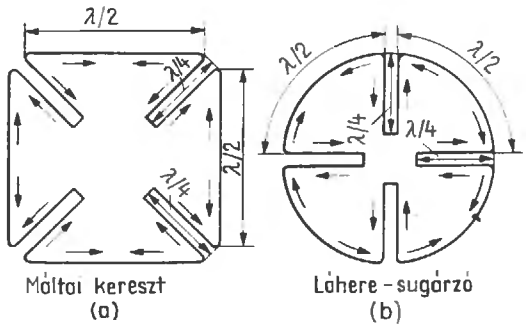
25.14. ábra. A batwing-dipólus származtatása a pillangódipólusból

Ennek a pillangószerű dipólusnak a sávszélességét még tovább növelhetjük, ha a táppontban a 25.14. (b) ábra szerint két további zárt negyedhullámú vezetékdarabot csatlakoztatunk. A következő lépés elvezet a 25.14.(c) ábrához. Itt már kitöltöttük a felületeket, és a két zárt negyedhullámú vezeték most egy $\lambda/2$ hosszúságút alkot a két téglalap között. A rés geometriai középvonalában van a táppont. A berajzolt nyilak a dipólusfelületen folyó áramok irányát adják meg. Az árameloszlás és a frekvenciaviszonyok megjavítására most kivágunk a 25.14.(d) ábra szerint egy részt a két felületből oly módon, hogy a körvonalak denevérszárnyakra emlékeztessenek. Végül ezt a tömör dipólusszárnyat rácsszerkezettel helyettesíthetjük, amivel a batwing-antenna megkapja végleges alakját [25.14.(e) ábra].

Ez a dipólus igen széles sávú, és tápponti impedanciája kereken 70 Ω-ot tesz ki. Hogy a vízszintes síkban közel kör alakú sugárzási diagramot kapjunk, a keresztdipólushoz hasonlóan derékszögben összeillesztünk két batwing-antennát, és 90° fáziseltolással gerjesztjük őket. Üzletszerű használatra több ilyen antennát emeletesen egymás fölé szerelnek, és így jön létre az úgynevezett superturnstile. Az ultrarövid hullámú műsoradásban és a tv-műsorok kisugárzására nagyon elterjedt ez az antennarendszer, a rádióamatőrök gyakorlatában azonban alig van jelentősége.

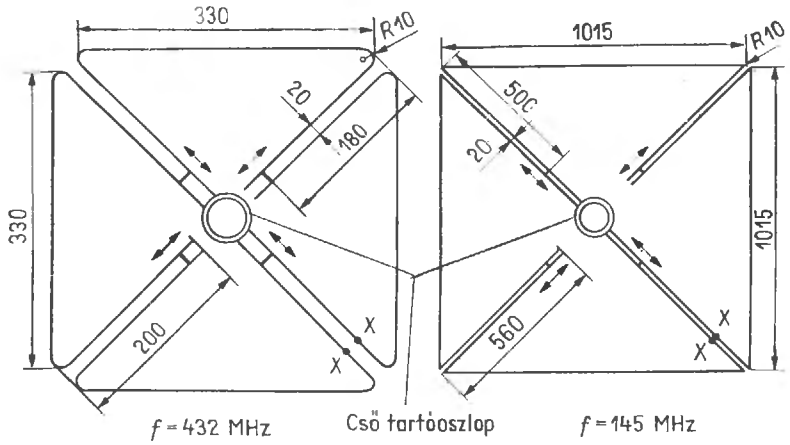
25.2.5. A máltai kereszt alakú antenna

A máltai kereszt alakú antenna vízszintes körsugárzó, és szinte tökéletes szimmetriájánál fogva majdnem ideálisan kör alakú a sugárzási diagramja. Ezenkívül roppant egyszerű táplálási megoldásokat tesz lehetővé. A tartós üzemű, 70 cm-en sugárzó OZ 7 IGY nagyon jó eredményekkel alkalmazta. A 25.15. ábrán bemutatjuk a máltai kereszt elvi rajzát és a valamivel ismertebb, de mechanikai tekintetben nehezebben megvalósítható lóhereantennát. Működésük tekintetében nincs semmilyen különbség a két változat között.



25.15. ábra. Máltai kereszt és négylevelű lóhere alakú sugárzók

A máltai keresztben 90°-os eltolással négy félhullámú dipólust találunk. Mindegyik félhullámú dipólust egy — röviden hajtűhurok néven ismert — negyedhullámú vezetékdarab zárja le. Mint a berajzolt nyilakból is kitűnik, fázisban gerjesztjük a dipólusokat, de a szomszédos dipólusokhoz képest mindegyik dipólus ellenfázisú. Ez a fázisban eltolt gerjesztés hozza létre — akárcsak



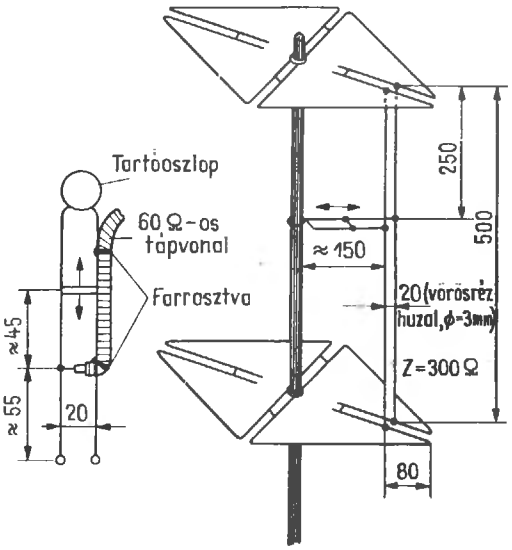
25.16. ábra. A máltai kereszt alakú antenna méretei 432 és 145 MHz-re (méretértékek mm-ben)

a keresztdipólusban — a kör alakú vízszintes diagramot. Mindegyik hajtűhurokhoz változtatható rövidzár tartozik, hogy pontosan be lehessen állítani a rendszer rezonanciáját. Ezért a külső félhullámú részeket nem érdemes túlságosan pontosan méretezni, mert az eltolható rövidzárral utólag is beállíthatjuk a rezonanciát. Mivel pedig ezek a hajtűhurkok tulajdonképpen hangolt vezetékdarabok, hullámellenállásuknak sincs különösebb jelentősége. A párhuzamos vezetők közötti távolságot tehát a mechanikai követelményeknek megfelelően állíthatjuk be. Ezért a 25.16. ábrán a hajtűhurkokra megadott 20 mm-es távolság csak tájékoztatásul szolgál.

A 25.15. ábrán egy 70 cm-es és egy 2 m-es változat méreteit adtuk meg. Hangolás közben lehetőleg szimmetrikusan mozgassuk el a négy rövidzárt. Minthogy a négy antennaelem össze van kapcsolva egymással, csupán az egyik rövidzár eltolása a hozzá tartozó félhullámú elemen kívül a többi elemre is kihathat. Az eltolható rövidzárak változtatásával ezenkívül az iránydiagramot is — bizonyos határok között — befolyásolhatjuk. A negyedhullámú vezetékdarabokra a mindenkori 180°-os fáziselforgatás létrehozása miatt van szükség.

Az egyszerűbb körsugárzók az egyenes félhullámú dipólus előnyös irányához képest körülbelül 3...6 dB-lel gyengébben sugároznak (például a gyűrűs dipólus 6 dB-lel, a keresztdipólus pedig 3 dB-lel), a máltai kereszt vesztesége azonban — mivel ez a rendszer több dipólust tartalmaz — csak 1 dB-t tesz ki.

A máltai keresztet a négy hajtűhurok valamelyikében tápláljuk oly módon, hogy megkeressük a negyedhullámú vezeték mentén az alkalmazandó tápvezeték hullámellenállásának megfelelő impedanciájú pontokat. Ha a tápvezeték hullámellenállása 240 Ω, a megfelelő impedanciájú pont a 70 cm-es sugárzón körülbelül 100 mm-re van a rövidzártól, a 2 m-es változatban pedig a negyedhullámú vezetékdarab közepetáján lehet. A csőárbocig meghosszabbított hajtűhurkot a rövidzár mögött keményforrasztással rögzíthetjük az árbocon. Az antennaelemek és a hajtűhurkok anyaga például 6 mm átmérőjű gömbölyű rézrúd, a 2 m-es változatban azonban 8...12 mm átmérőjű alumínium is megfelel.



25.17. ábra. Emeletes máltai kereszt 432 MHz-re (adatok mm-ben)

A máltai keresztekből ajánlatos két- vagy többszintes emeletes antennát összeállítani. Kétszintes antennával körülbelül 3 dB antennanyereséget lehet elérni, ha a szintek közötti távolság $0{,}7\lambda$. Egy ilyen máltai keresztes emeletes antenna 432 MHz-re a 25.17. ábrán látható. Az 500 mm hosszú összekötő vezeték 3 mm-es rézhuzalból készül, a huzalok közötti távolság 20 mm, úgyhogy a hullámellenállás kereken 300 Ω (lásd az 5.4. ábrát). E vezeték hossza nem kritikus érték, hiszen nem hangolt, hanem illesztett vezetékről van szó. Geometriai középvonalában egy rövidrezárt vakvezetéket helyezünk el, és ennek végét a tartóárbochoz erősítjük (lásd a 25.17. ábrán a részletrajzot). Itt lehet az egész rendszert, mint az ábrán látható, egy 60 Ω-os koaxiális kábelen keresztül táplálni. A négylevelű lóherének megfelelő alakú antennára értelemszerűen szintén érvényesek az itt elmondottak, hiszen elvileg egyfajta sugárzókról van szó.

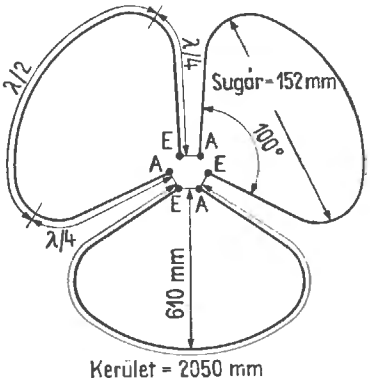
25.2.6. A „nagy kerék" (the big wheel)

A 2 m-es sávban szinte kizárólag csak éles irányhatású antennával dolgozik az ultrarövid hullámú amatőr, mert ezzel megsokszorozhatja egy meghatározott irányban adójának kisugárzott teljesítményét. Az irányhatás ezenkívül lehetővé teszi a más irányokból származó vételi zavarok kiszűrését és a hasznos jel kiemelését.

Ezek a jó tulajdonságok azonban nem mindig válnak az irányhatású antennák előnyére, hiszen a tapasztalatok szerint a 2 m-es sávban majdnem kizárólag az esti órákra korlátozódik a forgalom, és ebben a többnyire rövidnek bizonyuló napszakban annyira fokozódik a tevékenység, hogy szinte lehetetlen minden irányban gondosan felkutatni a beérkező jeleket és kisugározni. A gyakorlatban ezért többnyire beáll az amatőr a legnagyobb kínálatot nyújtó irányra, aminek következtében elveszíthet más irányokban esetleg értékes összeköttetési lehetőségeket. Utólag igen gyakran kiderült már, hogy egy bizonyos irányban jó DX-lehetőség kínálkozott volna, de nem lehetett kihasználni, mert senki sem állította ebbe az irányba az antennáját.

Az ilyen alkalmakra ideális volna egy nagy nyereségű, vízszintesen polarizált körsugárzó, méghozzá lehetőleg egy éles irányhatású antenna mellett. Az ilyen körsugárzóval biztosak lehetnénk abban, hogy mindenhol meghallhatják hívójeleinket és minden irányból hallhatjuk mások adását.

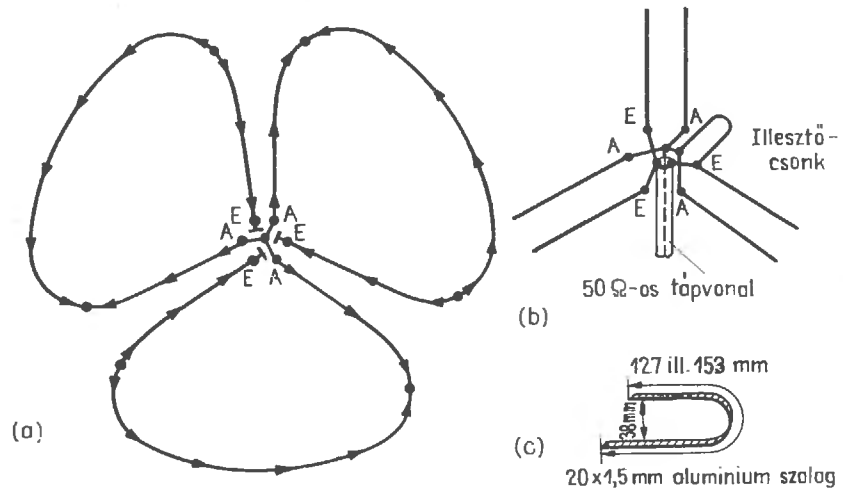
W 1 IJD és W 1 FVY egy ilyen antennarendszert dolgozott ki, és elnevezte nagy keréknek (The Big Wheel). Egyszintes kivitelezésben mint járműantennát próbálták ki, ebben az üzemmódban az egyszerű keresztdipólushoz képest 5,7 dB nyereséget értek el vele, és jelentős mértékben csökkentették a mozgó állomásokra jellemző hullámzási jelenségeket (a rövid ideig tartó elhalkulásokat). Minthogy a keresztdipólus nyeresége — a normális félhullámú dipólusra vonatkoztatva — 3 dB, a „nagy kerék" 2,7 dB-lel jobb a félhullámú sugárzónál.



25.18. ábra. A nagy kerék

A nagy kerék vázlatos rajzát a 25.18. ábrán közöljük. Hasonlít az előbbiekben ismertetett máltai kereszthez és négylevelű lóheréhez, de csak három hurkot tartalmaz. A fő különbség a gerjesztés módjában van. A máltai kereszt alakú rendszerben és a lóheresugárzóban sorosan csatlakoznak egymáshoz a sugárzóelemek, a nagy kerékben viszont párhuzamos a kapcsolás. Ennek következtében a nagy kerékre kisebb talpponti ellenállás adódik. Az áttekintés megkönnyítésére a 25.18. ábrán nem rajzoltuk be az elemek összekötését és gerjesztését; az ezekre vonatkozó adatokat a 25.19. ábrán közöljük.

Mint a rajzon látjuk, mindegyik hurok kerülete 1λ; a beírt 2050 mm hossz a 2 m-es sávra vonatkozik. Mindegyik hurkot úgy kell behajlítani, hogy szabad végeik A és E helyén 100°-os szöget zárjanak be egymással. A hajlatok görbületi sugara a 2 m-es hurkokon 152 mm. A szomszédos hurkokhoz tartozó A, E szárak közel $\lambda/4$ hossz mentén párhuzamosan haladnak. Minthogy a negyedhullámú részekben ellentétes irányúak az áramok, ezek a szakaszok nem sugároznak [lásd a 25.19.(a) ábrát]. A hurkok összekapcsolásának módját jól



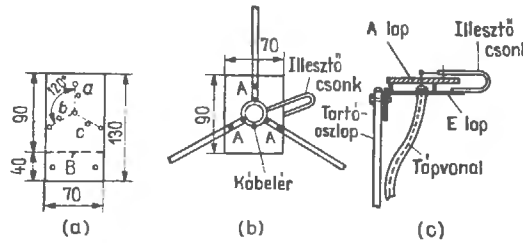
25.19. ábra. A nagy kerék gerjesztése és táplálása:
(a) árameloszlás; (b) táplálás; (c) csonk

láthatjuk a 25.19.(b) ábrán: az A betűvel jelölt hurokkezdetek mind össze vannak kötve egymással, akárcsak az E betűvel jelölt végek. Eszerint a három hurok úgy van párhuzamosan kapcsolva, hogy a sugárzó félhullámú szakaszok mind azonos fázisban kapják a gerjesztést [lásd az áramok irányát jelző nyilakat a 25.19.(a) ábrán].

A hurkok párhuzamos kapcsolása folytán nagyságrendben 10 Ω-ra csökken a talpponti ellenállás. Hogy azonban a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelekkel is táplálhassuk a rendszert, kissé megrövidítjük az egészhullámú hurkokat, és az így keletkező kapacitív meddő összetevőt a táppontban egy induktív csonkkal kompenzáljuk. Ezzel elérjük, hogy a táppont automatikusan eltolódik a mélypontból a nagyobb impedanciaértékek felé, vagyis akármilyen hosszú koaxiális kábel lehet a tápvezeték. A csonk egyenes szakaszának a hossza a 2 m-es sávnak megfelelő rezonancia eléréséhez 127 mm. Ha gépjárművön, a kocsi fedele fölött kis magasságban akarjuk felszerelni a „nagy kereket", inkább 153 mm-re vegyük a csonk egyenes szakaszának a hosszát. Magát a csonkot a 25.19.(c) ábra szerint alumínium szalagból készítjük el (szélessége 20 mm, vastagsága kb. 1,5 mm).

Elektromos vonatkozásaiban nincs nagy jelentősége annak, hogy milyen anyagot használunk fel az egészhullámú hurkokhoz. Ebben az esetben mindenekelőtt a mechanikai megfontolások jönnek számításba, mert az antenna oldalsó kiszögellésének sugara mindig kereken 600 mm. A mintaantenna 9,5 mm vastag alumínium csőből készült, nyitott végét legalább 50 mm mélyen bevert fadugó vagy alumínium csap zárja le. E helyett éppen ilyen jó szolgálatot tehet a 8...10 mm átmérőjű tömör, gömbölyű alumínium rúd is, amilyen a villámhárítókhoz használatos. Ezenkívül a tömör anyagot még könnyebb is hajlítani, mint a csövet. A cső alakú vezetőt megtöltjük száraz homokkal, dugókkal jól elzárjuk a két végén, és ebben az állapotában kifogástalanul és törésmentesen behajlíthatjuk.

Meg kell gondolnunk még a hurkok mechanikai rögzítését és helyes összekapcsolását. Egy lehetséges konstrukciós megoldás a 25.20. ábrán látható.

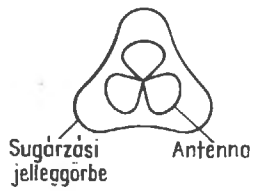


25.20. ábra. A nagy kerék felerősítése (méretek mm-ben)

A tartószerkezet egy derékszögű négyszög alakú, 130 mm × 70 mm méretű fémlemez[25.20.(a) ábra.] Ebből a lemezből egy 40 mm hosszúságú részt derékszögben behajlítunk (a szaggatott vonal mentén), hogy hozzáerősíthessük az antennaárbochoz. A lemezt, amely itt az alaplemez szerepét tölti be, egy U alakúra behajlított menetes csappal hozzáerősítjük az árbochoz, egyúttal mindjárt földeljük is. Az E alaplemezen csavarokkal rögzítjük az E

hurokvégeket és a csonk rövidebbik szárát, de ügyeljünk arra, hogy jó fémes érintkezés jöjjön létre. A tápkábel külső vezetőjét is az alaplemezhez forrasztjuk. Az E alaplemez fölé kis távolságban felszerelünk egy másik, a rajzon A betűvel jelölt műanyag lemezt, és a hurkok A kezdetét, a csonk hosszabbik ágát, továbbá a tápkábel belső vezetőjét ehhez erősítjük, egymással pedig fémesen összekötjük.

A „nagy kerék" nagy sávszélességű antenna. A 2 m-es változatban 142 és 150 MHz között 1,5 alatt marad a hullámosság. Ebből látszik, hogy a méretezésben nincs szükség túlságosan pontos értékekre. Mint a 25.21. ábrán látjuk, egyszintes kivitelezésben a negyedhullámú részek irányából behorpadások jelennek meg a sugárzási diagramon. A behorpadások mélysége 3 dB-t is elérhet.



25.21. ábra. A nagy kerék egyszintes változatának sugárzási diagramja

A nagy kerék alakú antenna kiváló tulajdonságai még jobban érvényesülnek, ha két ilyen antennát egymás fölé szerelünk, vagyis kétszintes emeletes antennát állítunk össze belőlük. A szintek közötti optimális távolság $^5/_8\lambda$, és ebben az esetben az egyszintes változathoz viszonyítva körülbelül 3 dB-lel nő meg az antennanyereség. A vízszintes sugárzási diagram kör alakú marad, a nyereség kizárólag csak abból származik, hogy a függőleges síkban csökken a nyílásszög. Ezáltal a gyújtószikrák zavaró hatása is sokkal kisebb lesz.

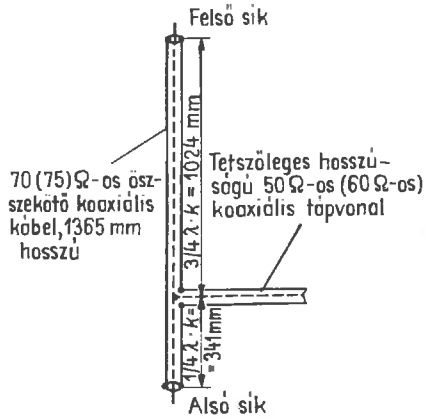
Az egyszintes antenna talpponti ellenállása, mint ismeretes, 50 Ω. Két szint összekapcsolása révén a közös táppontban már csak 25 Ω volna az ellenállás. Ezért már az összekötő vezetéknek úgy kell transzformálnia, hogy újra 50 Ω impedancia jelenjék meg a közös táppontban. Szokásos eljárás a negyedhullámú vezetékdarab transzformáló hatásának kihasználása. Ebben az esetben mindkét szinten szükség van egy-egy negyedhullámú transzformátorra, és ezzel 50 Ω-ról 100 Ω-ra kell feltranszformálni a talpponti ellenállást, mert így lesz a párhuzamos kapcsolásban újra 50 Ω a közös táppontban jelentkező ellenállás. A negyedhullámú vezeték Z_0 hullámellenállásának az (5.31) egyenlet szerint

$$Z_0 = \sqrt{50 \cdot 100} \approx 70\ \Omega$$

értékűnek kell lennei. 70 Ω hullámellenállású koaxiális kábelek kaphatók az üzletekben (ilyen például a 75-4-1 vagy a 75-4-4 típusú kábel is). Ebben az esetben 50 Ω-ról 120 Ω-ra transzformálódna fel az impedancia, és a tápponti ellenállásra 60 Ω-ot kapunk.

A gyakorlatban 70 vagy 75 Ω hullámellenállású koaxiális kábelből készül az összekötő vezeték és a transzformátor, és az elektromos hossz pontosan 1 Ω. A kábel rövidülési tényezője általában 0,66, tehát a geometriai hossz 2070 · 0,66 = 1365 mm. Minthogy a szintek közötti optimális $^5/_8$ Ω távolság a 2 m-es sávban kereken 1300 mm, nagyon kedvező megoldást kapunk. Az 1λ hosszúságú vezetékdarab persze nem transzformál. Transzformálni csak negyedhullámú vezetékdarabbal vagy páratlan számú többszöröseivel ($^3/_4\lambda$, $^5/_4\lambda$, $^7/_4\lambda$ stb. hosszúságú szakaszokkal) lehet. Esetünkben azonban egyszerűbb fogáshoz is folyamodhatunk: felosztjuk az egészhullámú vezetéket egy $^1/_4\lambda$ és egy $^3/_4\lambda$ hosszúságú szakaszra. Az alsó szinttől egy negyed hullámhossznyi távolságról az egész rendszert táplálhatjuk.

Mindez jól látható a 25.22. ábrán. Itt azonban a következőkre is ügyelnünk kell: az alsó szintet negyedhullámú transzformátoron keresztül tápláljuk, míg a felső szint transzformáló vezetékének hossza $^3/_4$ Ω. Ez azt jelenti, hogy a két szint egymáshoz képest 180° fáziseltolással kapja a gerjesztést. A szükséges fázisviszonyok helyreállítására egymáshoz képest 180°-kal el kell forgatni a két



25.22. ábra. Az emeletes nagy kerék gerjesztése (a megadott méretek 145 MHz rezonanciafrekvenciára vonatkoznak)

szintet. Ezt nagyon egyszerűen érhetjük el, ha az alsó szintet mint hurokkezdetnek A betűvel jelölt végét a felső szinten E hurokvégnek tekintjük és ennek megfelelően kötjük be.

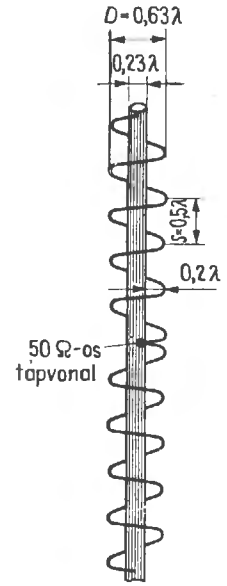
A két szinten teljesen szimmetrikus gerjesztést minden műszaki fogás nélkül úgy érünk el, hogy az összekötő vezeték elektromos hosszát 1,5λ-ra vesszük. A közös táppont ekkor e vezeték geometriai közepére kerül. Ily módon mindkét szinthez elektromosan $^3/_4\lambda$ hosszúságú kábeldarab tartozik, márpedig az ilyen kábel mint negyedhullámú vezeték transzformál. Most már azonos fázisban és szimmetrikusan kapja a két szint a gerjesztést. 0,66 rövidülési tényezővel számolva az 1,5λ hosszúságú vezetékdarab geometriai hossza a 2 m-es sávban 3100 · 0,66 = 2046 mm. Mivel a szintek közötti távolságnak kereken csak 1300 mm-nek kell lennie, az összekötő vezetéket kerülőúton kell vezetni. Ez a kerülőút többnyire szükséges is, mert ily módon a tartóárboc mentén vezethetjük és rögzíthetjük az összekötő vezetéket, és a táppont jó mechanikai alátámasztást kap az árbocon.

Kiderült, hogy a két szint közötti kölcsönös csatolás hatására egy kissé eltolódik a rezonancia a nagyobb frekvenciák felé. E hatás kompenzálására külön-külön 152 mm-re növeljük meg a két csonk egyenes szakaszának hosszát. Négy szintre is kibővíthetjük egyébként a nagy kerekes antennát, de a kétszintes elrendezéshez képest alig 2 dB-lel kapunk nagyobb antennanyereséget, úgyhogy nemigen éri meg a nagyobb költséget.

Összefoglalva az elmondottakat, megállapíthatjuk, hogy a „nagy kerék" mint egyszintes antenna a 2 m-es sávban, mozgó állomásokon kitűnő, bár kissé idomtalan sugárzónak bizonyul. Kétszintes emeletes elrendezésben ez az antenna a helyhez kötött állomásokon nagyon jó, vízszintesen polarizált körsugárzó, és megfelelő antennanyereséget ad. A hagyományos eszközökkel felépíthető „nagy kerék" méretei a nagy sávszélesség miatt különösebben nem kritikus értékek. Az itt közölt méretek betartásával megtakaríthatjuk magunknak az utólagos állítgatások fáradságát.

25.2.7. A körsugárzó kettős tekercsantenna

A kettős tekercsantenna a tekercssugárzók családjához tartozik (angol elnevezéssel helical = csavarvonal alakú, más néven helix), és a tengelyével függőlegesen felállítva nagyon jó teljesítőképességű, vízszintesen polarizált és a függőleges síkban élesen nyaláboló körsugárzót nyerünk benne. Mivel más alakú körsugárzókhoz képest mechanikai felépítésében is jelentős előnyöket nyújt, ezzel az antennával és kombinációival mint sugárzókkal helyenként az ultrarövid hullámú rádióadókban és a tv-adókban találkozhatunk.



25.23. ábra. A körsugárzó kettős tekercsantenna

A kettős tekercsantenna vázlatos rajzát a 25.23. ábrán látjuk. Mindegyik menet hossza 2λ, úgyhogy a menetek D átmérője 0,63λ. A menetek közötti távolságra, az S menetemelkedésre előírt érték 0,5λ. A táppont a kettős tekercs közepén van; innen indulnak ki egymáshoz képest ellentétes értelemben felfelé és lefelé a menetek. Egy-egy félsugárzó mentén általában öt, de legfeljebb tíz menet helyezkedik el. A sugárzás iránya merőleges a tekercs tengelyére. Az axiális irányban elhelyezett reflektor elősegíti a keresztsugárzást és elfojtja a hosszirányú sugárzási összetevőket. Ez a reflektor egy koaxiális fémhenger a tekercs belsejében egyúttal tartja is az egész antennát.

Minthogy a menetszám növekedésével rohamosan csökken a hasznos sávszélesség, ritka az ötnél több menet féltekercsenként. A 2 · 5 menetet tartalmazó kettős tekercsantennához 0,23λ külső átmérőjű axiális reflektorcső szükséges. Ebben a változatban a szerkezeti magasság 5λ, az antennanyereség körülbelül 7 dB. Az energiaátviteli kábelt a csőreflektor belsejében vezetjük el a központi helyzetű tápponthoz. A tápponti ellenállás nagyjából 50 és 100 Ω közé esik.

26.

Különleges alakú méteres és deciméteres hullámú antennák

A hagyományos Yagi-antennákon és a csoportantennákon kívül főként a méteres és a deciméteres hullámok tartományában sok különleges alakú antenna is használatos. Elsősorban a széles sávú, irányhatású antennákra, a különleges kiképzésű hosszsugárzókra és a résantennákra gondolunk. Hébe-hóba a rádióamatőr is felhasznál bizonyos célokra ilyen különleges formákat.

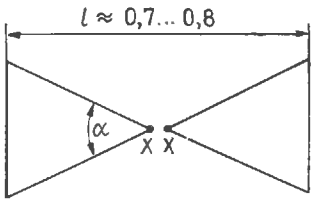
26.1. Felületi dipólusok és kombinációik

A kétdimenziósan kiképezett diódák talpponti impedanciája viszonylag nagy frekvenciatartományban alig függ a frekvenciától, sávszélességük tehát nagy (lásd a 4.3. alfejezetet). Mivel a VHF és különösen az UHF tartományban mechanikailag semmilyen nehézségbe nem ütközik a felületi dipólusok kialakítása, a deciméteres hullámok tartományában sok széles sávú rendszer ilyen elemekből épül fel.

26.1.1. A pillangóantenna

A 26.1. ábrán látható széles sávú dipólust azért lehet kifejezőbben pillangóantennának nevezni (az angol butterfly szó lefordításával), mert alakja nagyon emlékeztet a pillangók szárnyára. A német szakirodalomban azonban inkább a batwing-et (25.13. ábra) szokás pillangóantennának nevezni.

Ebben az egészhullámú dipólusban az elemek kétdimenziós kiképzésével nagy sávszélességet lehet elérni. A háromszög alakú szárnyakkal anyagot takarítunk meg, és az egymás mellé kerülő csúcsokban jól definiált táppontot kapunk. A szélek fokozott kapacitív hatása miatt lényegesen megrövidül a dipólus. Az α nyílásszög megszabja az egészhullámú pillangódipólus talpponti ellenállását, rövidülési tényezőjét és sávszélességét.



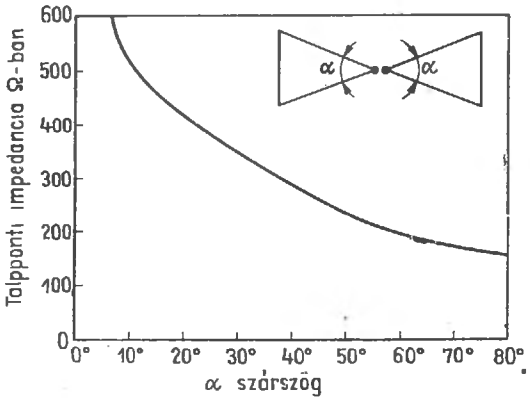
26.1. ábra. A széles sávú dipólus

Mechanikai okokból a méteres hullámok tartományában gyakran 30° nagyságrendű az α nyílásszög, deciméteres hullámokon viszont a sávszélesség tekintetében célszerűbb inkább 60 és 80° között megválasztani e szög nagyságát.

Mint a 26.2. ábrán látjuk, $\alpha = 30°$ szöggel közelítőleg 350 Ω talpponti impedanciára számíthatunk. Ebben az esetben az l hossznak körülbelül $0{,}8\lambda$ nagyságúnak kell lennie, és ezekkel az adatokkal $b = 0{,}65 f_m$ a viszonylagos sávszélesség. A súly és a szélellenállás csökkentésére a háromszög alakú felületek perforált bádoglemezből vagy kis szemű dróthálóból is elkészíthetők. Rudakból összeállított rácsszerkezet is megfelel.

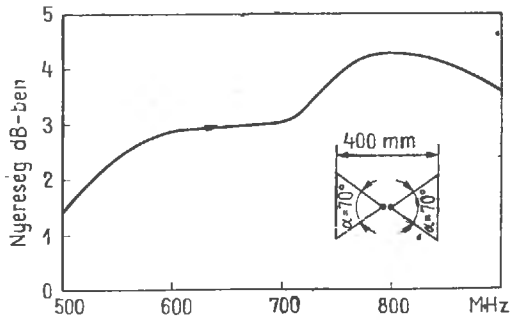
Az α szög növelése közben a talpponti impedancia már csak szűkebb korlátok között változik, és

viszonylag nagy frekvenciatartományban közel állandó marad. Optimálisak a 60 és 80° közötti szögértékek, a bemeneti ellenállás ekkor 160...200 Ω, a rövidülési tényező pedig kereken 0,73. A talpponti impedancia meddő összetevői elhanyagolhatók, frekvenciafüggése pedig jelentéktelenül kicsi, az *l* hossz a nagy sávszélesség miatt nem kritikus érték.



26.2. ábra. Irányértékek a pillangódipólus talpponti impedanciájára az α nyílásszög függvényében

Mint tudjuk, a karcsú egészhullámú dipólussal is elérünk a hangolt félhullámú dipólusra vonatkoztatva 1,8 dB antennanyereséget. A nagyon széles sávú, egészhullámú felületi dipólust kedvező impedanciaviszonyai miatt nemcsak a méretezési frekvencián, hanem sokkal nagyobb frekvenciákon is gerjeszthetjük. Ezeken a nagyobb frekvenciákon természetesen hosszabb a dipólus az elektromos 1λ-nál. Ennélfogva a nagyobb frekvenciák irányában növekszik az antennanyereség és körülbelül 4 dB-t érhet el. Példaként a 26.3. ábrán közöljük egy α = 70° nyílásszögű (400 mm hosszú) pillangódipólus antennanyereségére 500 és 900 MHz

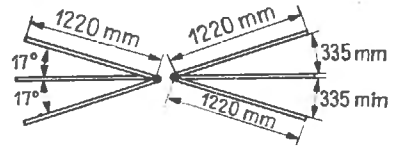


26.3. ábra. A pillangódipólus antennanyeresége (α = 70°, *l* = 400 mm) a frekvencia függvényében

frekvenciahatárok között kapott mérési eredményeket. Ezekből kitűnik, hogy a 70° nyílásszögű dipólus sávszélessége lényeges mértékben túllépi a IV/V. tv-sáv határait.

26.1.2. A legyeződipólus

A vastag dipólus jellegzetes tulajdonságait a 26.4. ábrán látható módon rudakból legyezőszerűen kialakított dipólusban is megtaláljuk. Maguk a „legyezők" két vagy több rudat is tartalmazhatnak. Az ilyen konstrukciók anyagtakarékosak, könnyűek, és kicsi a szélellenállásuk.

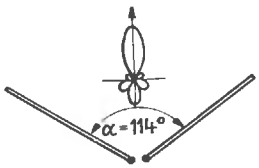


26.4. ábra. A legyeződipólus (elölnézet)

A 26.4. ábra szerinti méretekkel a legyeződipólus nagyjából egyenértékű egy 70 mm vastag hengeres dipólussal. A III. tv-sávban 1λ-nál mindig nagyobb az elektromos hossza. A dipólusok jól ismert nyolcas sugárzási diagramjáról itt már nem lehet szó, mert a vízszintes síkban a hossztöbblettől függően, akárcsak a hosszú huzalszálas antenna esetében, több melléknyaláb jelenik meg. A 7...12. csatornákban még számíthatunk ugyan körülbelül 2 dB nagyságrendű antennanyereséggel, de nem merőlegesen a sugárzó hossztengelyére, hanem valamilyen más irányokban.

A „túlságosan hosszú" legyeződipólus fő sugárzási irányának egyértelművé és egyoldalassá tételére egyszerű lehetőség adódik azáltal, hogy V alakban (szögben) képezzük ki a legyezőket. A V alak szerinti elrendezésben α optimális értéke attól függ, hogy λ hullámhosszban kifejezve mekkora a szár hossza (11.4. alfejezet).

A 26.4. ábra szerinti legyeződipólus esetében α = 114° nagyon kedvező érték, mert ekkor a III. sávban alkalmazott antenna *E* diagramján egy-



26.5. ábra. A sarokszerűen kiképzett hajlított dipólus (felülnézet)

oldalas főnyaláb jelenik meg, olyasféle, mint amilyet a 26.5. ábrán láthatunk. Ez a szögben kiképzett legyeződipólus nagyon jól használható vevőantenna a méteres hullámú I., II. és III. sáv minden csatornájában. Csak segédantennának tekinthető azonban, mert talpponti ellenállása a frekvenciától függően 60 és 600 Ω között ingadozik, és meddő összetevőket is tartalmaz. A III. tv-sáv vételi csatornáiban azonban számítani lehet 3,5... ...5 dB antennaerősítésre (az 5. csatornában 3,5, a 8. és a 9. csatornában 5 dB-re). A megadott méretekkel a 8. és a 9. csatornában 240 és 300 Ω közötti nagyságú, közel valós talpponti ellenállást kapunk. Az I. és a II. sávban nagyjából egy félhullámú dipólus sugárzási diagramjára számíthatunk, de határozott nullahelyek nem lesznek benne.

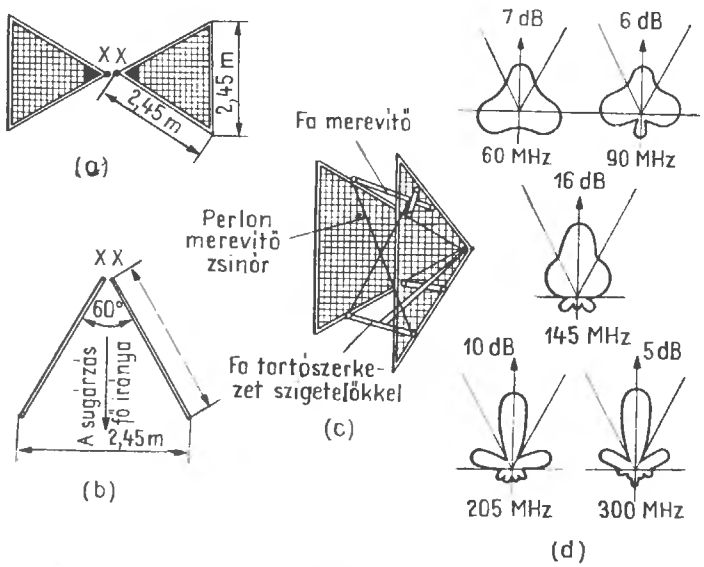
26.1.3. Az egyszerűsített tölcsérsugárzó

A következőkben ismertetendő, széles sávú felületi antenna szoros kapcsolatban van a V elrendezésű legyeződipólussal. Jó antennanyereséggel az egész VHF-spektrum vételére kiválóan alkalmas. Valódi széles sávú antenna: a körülbelül 50 MHz-től fölfelé egészen a deciméteres hullámokig terjedő frekvenciatartományon belül nincsenek rezonanciarései, és a frekvenciával folyamatosan nő a nyereség. Ezt a felületi antennát minden szükséges méretezési adatával együtt a 26.6. ábrán láthatjuk.

Mint a 26.6.(a) ábrából kiderül, két egyenlő oldalú háromszögről van itt szó, az élek hossza 2,45 m. Ennek megfelelően az α nyílásszög 60°. A két csúcs az *XX* táppontban közelíti meg egymást. Hogy V alakú pillangódipólussal van dolgunk, azt a 26.6.(b) ábrán figyelhetjük meg: a két háromszög alakú felület szintén 60°-os szögben hajlik egymáshoz. A sugárzási (vételi) főirányt a szögfelező adja meg.

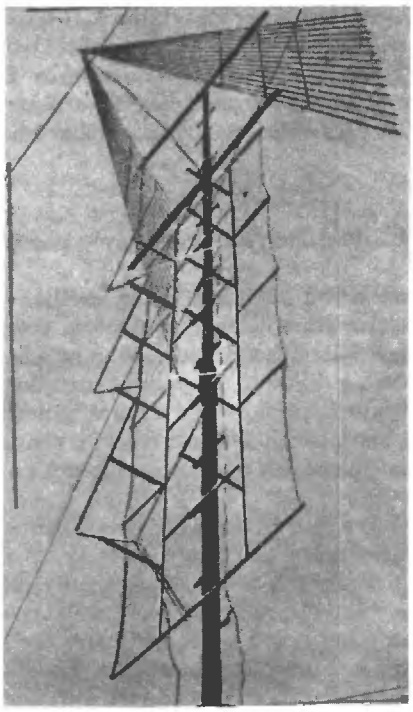
A DL 1 FQ által kipróbált változatban vascsőből készült el a háromszög alakú két keret, és horganyozott drótháló volt kifeszítve rajtuk (20 mm-es lyukbőséggel). Hogy ezt a kissé terjedelmes szerkezetet hogyan lehet mechanikailag összefogni, a 26.6.(c) ábrán láthatjuk. Célszerűnek bizonyult a műanyagszálas vagy üvegfonalas diagonális előfeszítés.

A 26.6.(d) ábrán bemutatott vízszintes diagramot és nyereségi adatokat mérések alapján DL 1 FQ adta meg. 60 MHz frekvencián közel kör alakú a diagram, a három főnyaláb tengelyében tekintélyes értékű 7 dB-es nyereséget kapunk. Az ultrarövid hullámú műsortartományban (90 MHz-en) a teljes körből legalább 300°-os ív mentén jó vételi lehetőségekre lehet számítani. A 2 m-es sávra (145 MHz-re) valószínűtlenül nagy, 16 dB a megadott érték, de a III. tv-sáv frekvenciáin újra



26.6. ábra. Az egyszerűsített tölcsérsugárzó:
(a) elölnézet; (b) felülnézet; (c) példa a mechanikai kivitelezésre (oldalnézet); (d) sugárzási diagramok különböző frekvenciákra (DI 1 FQ szerint)

a szokásos nyereségértékek adódnak. Pontos ellenőrző vizsgálat esetén bizonyára kisebb értékekre kellene kijavítani ezeket a nyereségi adatokat. Az ilyen V-dipólusok használói azonban mindig kiemelik a széles sávú vételre vonatkozó kiváló tulajdonságokat.



26.7. ábra. DI 6 MH tölcsérantennája (alatta egy bisquare a reflektorfal előtt)

A 26.7. ábrán egy ilyen fajtájú, DL 6 MH által kipróbált tölcsérantenna látható. A háromszögek könnyűfém csőből készültek, oldalhosszuk 3 m. A táppontból, vagyis a csúcsból legyezőszerűen tizenöt, egyenként 8 mm átmérőjű alumínium cső nyúlik ki. Ez az antenna kiválóan alkalmas az ultrarövid hullámú rádióműsorok vételére, de az I. tv-sávban is jó eredményekkel használható. A 2 m-es sávban egy 12-elemes csoportantennával egyenértékű, a 70 cm-es amatőrsávban viszont teljesen felmondja a szolgálatot.

A méreteket természetesen tetszés szerint növelhetjük vagy csökkenthetjük. Ha például az ultrarövid hullámú műsorsávban közel kör alakú diagramot akarunk kapni, annyira csökkentjük a méreteket, hogy az élek hossza 1,65 m legyen. Ezáltal a 2 m-es sávban még megfelelő antennanyereséget kapunk, és a teljes III. tv-sávban jó eredményekre számíthatunk.

A 60° nyílásszögű tölcsérantennán a háromszög alakú felületek oldalhosszának és a legnagyobb üzemi hullámhossznak az aránya körülbelül 1 : 2, vagyis például a 3 m oldalhosszúságú tölcsérantenna használhatósága 6 m üzemi hullámhosszon, tehát 50 MHz frekvencián kezdődik. Az antennanyereség a frekvencia növelése közben mindaddig folyamatosan nő, míg erősen levelessé nem válik a sugárzási diagram.

Az *XX* táppont impedanciája az alsó határfrekvencián körülbelül 300 Ω, a nagyobb frekvenciákon pedig körülbelül 380 Ω-ig növekszik. Az antenna táplálásához tehát a kereskedelmi forgalomban kapható 300 Ω-os vezetékek használhatók. Kisebb veszteségeket okoz és tartósabb is a saját készítésű, nagyjából 350 Ω hullámellenállású, levegőszigetelésű kéthuzalos vezeték.

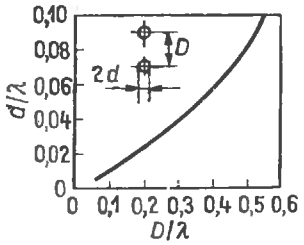
Ha adóantennának akarjuk felhasználni a tölcsérsugárzót, ne feledjük el, hogy a széles átviteli sáv következményeként az adó kimeneti körében megjelenő felhullámok és oldalsávok teljes egészükben — esetleg az antennanyereségnek megfelelő erősítéssel — szintén kikerülnek az éterbe. Ezért már az adóban gondoskodnunk kell a nemkívánatos zavaró frekvenciák hatékony elfojtásáról.

26.2. Reflektorfalas antennák

A reflektorfal viszonylag nagy felületű fémszerkezet, és az elektromágneses hullámok szempontjából nagyjából úgy hat, mint az optikában a tükör, vagyis visszaveri a hullámokat. A beesési szög mindig megegyezik a kilépési szöggel. A visszaverő felület ideális esetben egy jól vezető felületi rétegű hatalmas bádoglemez (az elméletileg ideális esetben végtelen nagy méretű és végtelen nagy vezetésű felület).

A visszaverőképesség szempontjából a drótháló felülete nagyjából egyenértékű lehet a sima fémfelülettel, ha a lyukbőség nem nagyobb a hullámhossz 200-ad részénél. Moullin vizsgálatai szerint a tömör reflektorfal párhuzamos huzalokból álló hálózattal is helyettesíthető, de ebben az esetben a huzalok sugarának meghatározott arányban kell állnia a huzalok közötti távolsággal. Ez az arány a hullámhossztól függ, magát az összefüggést a 26.8. ábrán közöljük. Moullin azt is bebizonyította, hogy a huzalok átmérője sokkal kisebb is

lehet a görbén leolvasható értéknél anélkül, hogy emiatt észrevehetően romlana a reflektorfal hatékonysága. A rúdszerkezetes reflektorfalak rúdjai közötti távolságot anyagtakarékoskodásból és a szélellenállás csökkentése végett többnyire $\lambda/20$ nagyságúra szokás venni.



26.8. ábra. A huzalok d sugara és D távolsága közötti összefüggés elektromosan tömör reflektorfal esetén. A sugarat és a távolságot viszonylagos értékben, a λ hullámhosszra vonatkoztatva adjuk meg (*Moullin* szerint)

Sok amatőr a baromfiudvarok bekerítéséhez használatos, kis lyukbőségű dróthálóból készít magának reflektorfalat. A dróthálót úgy kell kifeszíteni, hogy az összesodrott huzalszakaszok párhuzamosak legyenek a sugárzó hosszirányú kiterjedésével. A párhuzamos csövekből álló reflektorfelület ritka az amatőrgyakorlatban, mert drága, ezenkívül elektromosan semmivel sem előnyösebb a huzalhálóból készített reflektorfalnál.

A reflektorfal méreteire egyszerű gyakorlati szabályunk van: minden irányban legalább egy fél hullámhosszal túl kell nyúlnia a reflektorfalnak az antenna szélein. Ha a félhullámú dipólust $\lambda/4$ távolságra helyezzük el a reflektorfaltól, az előresugárzás és a hátrasugárzás aránya $0{,}82\lambda$ magasságú reflektorral körülbelül 25 dB, 2λ falmagassággal már 38 dB, végül 4λ magas reflektorfal esetén 45 dB.

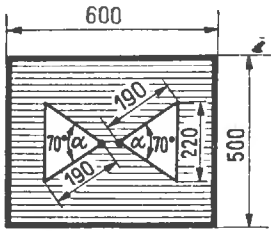
Elméletileg akkor kapjuk a legnagyobb (>7 dB) antennanyereséget, ha közvetlenül a reflektorfal elé ($0{,}05\lambda$-nál kisebb távolságra) helyezzük a félhullámú dipólust. Ehhez azonban végtelen nagy méretű, ideális vezetésű reflektorfalra volna szükség. A gyakorlatban azért nem lehet ilyen rendkívül kis távolságot hagyni a dipólus és a reflektor között, mert a nagy közelség megnövelné a reflektorfalban az ohmos veszteségeket, ezenkívül pedig nagyon kicsi volna a talpponti impedancia, úgyhogy csak keskeny frekvenciasávban volna használható a dipólus.

Az antennanyereség szempontjából a 0,1 és 0,35 hullámhossznyi távolságok a kedvezőek. $0{,}5\lambda$ távolságot nem szabad hagyni a reflektorfal és a dipólus között, mert ez két nagy melléknyalábra hasítaná fel a főnyalábot. E távolságon túllépve azonban nagyon alkalmas dipólustávolságok következnek 0,65 és 0,85 hullámhossz között. E távolságokon belül a gyakorlatilag elérhető antennanyereség 5 dB $\pm$ 1 dB, feltéve hogy elég nagy méretű és elektromosan elég tömör a reflektorfal. Széles sávú adáshoz és vételhez mindkét távolságfüggő nyereségmaximum nagyon előnyös. Ezeknél nagyobb antennanyereséget csak sarokszerűen kiképzett vagy behajlított reflektorfallal lehet elérni.

26.2.1. Reflektorfalas, széles sávú antennák

Az ultrarövid hullámok tartományában kissé még nehézkesek a felületi reflektorok, ezért főként csak a deciméteres hullámokon szokásosak. Különösen a széles sávú dipólusokhoz válnak be jól a reflektorfalak, mert a rúd alakú hangolt reflektorokkal ellentétben a felületi reflektor nem alkot rezonanciarendszert, tehát nem korlátozza a sávszélességet.

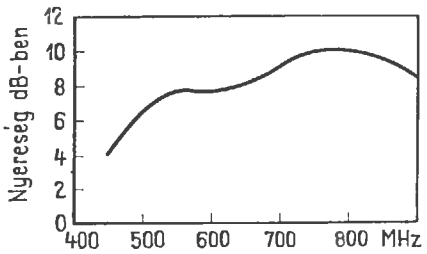
A reflektorfalas és pillangódipólusos antennák a deciméteres hullámú tv-sávban (a IV. és az V. sávban) népszerűek, mert jó antennanyereséggel az egész frekvenciaspektrum vételére alkalmasak. Itt lehetőleg nagy (60 és 70° közötti) értéken kell tartani az α szöget, hogy a tápponti impedancia csak szűk határok között változzék a frekvenciával (26.1.1. pont).



26.9. ábra. Egyszerű széles sávú, reflektorfalas antenna 70° nyílásszögű pillangódipólussal (a reflektorfal és a dipólus közötti távolság 120 mm)

A 26.9. ábrán látható reflektorfalas pillangódipólus a 450 MHz-től 900 MHz-ig terjedő frekvenciatartomány vételére alkalmas. A félhullámú hangolt dipólusra vonatkoztatott antennanyereség mért értékeinek görbéje szerint (26.10. ábra) a 21. csatornában kereken 5 dB-ről a 60. csatornában már körülbelül 10 dB-re nő meg a nyereség.

A dipólus és a reflektorfal közötti távolság 120 mm. A 70°-os nagy nyílásszög hatására a talpponti ellenállás kereken 170 Ω. 240 Ω-os tápvezetékkel a hullámossági tényező az egész frekvenciatartományban kisebb 2-nél. Félhullámú kerülővezeték útján koaxiális kábeles táplálás is lehetséges, az átviteli sávot csak kismértékben szűkítené.



26.10. ábra. A 26.9. ábra szerinti, reflektorfal elé helyezett pillangódipólus mért antennanyeresége a frekvencia függvényében

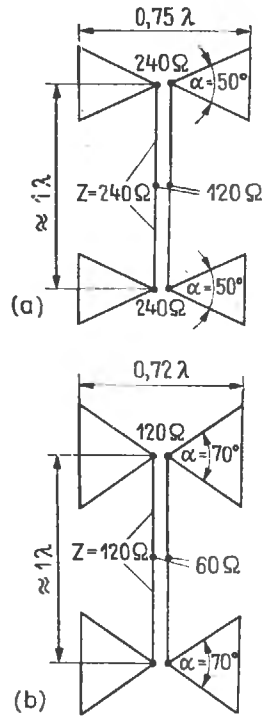
Ha 240 Ω körüli tápponti impedanciát akarunk elérni, az α nyílásszöget körülbelül 45°-ra kell csökkentenünk. A sávszélesség ezáltal kissé csökken, és a tápponti impedancia nagyobb mértékben válik frekvenciafüggővé.

26.2.2. Emeletes, reflektorfalas, széles sávú dipólusok

A dipólusrés előnyeit reflektorfallal kapcsolatban és egészhullámú pillangódipólusok alkalmazásával is kihasználhatjuk. A széles sávú dipólusok emeletes elrendezése főként a táplálásban okoz nehézségeket, mert az egyes szintek gerjesztésének lehetőleg egyáltalán nem vagy csak jelentéktelen mértékben szabad rontania a sávszélességet. Ezért a lehetőségeken belül kerüljük a hangolt transzformátortagok alkalmazását, és e helyett inkább tiszta ellenállásillesztésre törekedjünk.

Két egészhullámú pillangódipólus emeletes elrendezésében kereken 480 Ω talpponti impedanciájú dipólusok volnának kedvezőek, mert a két bemeneti impedancia párhuzamos kapcsolása következtében 240 Ω jelenne meg a középső táppontban. Ekkor azonban csak 15° körül lehetne a 26.2. ábra szerint a pillangódipólus α nyílásszöge, vagyis viszonylag kicsi volna a sávszélesség, és így szükségszerűen erősebben változna a talpponti impedancia a frekvenciával. A kis nyílásszög tehát nem kedvező megoldás.

Ha csak két szintről van szó, célszerűbb 50° körülre venni az α nyílásszöget, és a talpponti impedancia ekkor a 26.2. ábra szerint közel 240 Ω lesz. A párhuzamos kapcsolás a középső táppontban ilyen körülmények között 120 Ω impedanciát eredményez. Az ide csatlakoztatott 240 Ω-os tápvezeték mentén az illesztetlenség 2 : 1 állóhullámarányt okoz. Kompromisszumként legalábbis a vételben elfogadható lehet, mert a kis nyílásszögű változatokhoz képest még mindig sokkal több az előny, mint a hátrány.



26.11. ábra. A reflektorfal előtt emeletesen elhelyezett pillangódipólusok gerjesztése:
(a) a nyílásszög 50°, a reflektorfaltól mért távolság 0,2λ; (b) az α nyílásszög 70°, a reflektorfaltól mért távolság 0,15λ; a reflektorfalat nem rajzoltuk be

A 26.11.(a) ábrán ezt a kompromisszumos megoldást 50° nyílásszögű pillangódipólusok emeletes elrendezésére mutatjuk be. Az összekötő vezeték egy tetszés szerinti hosszúságú, a szintek közötti távolsággal meghatározott 240 Ω-os kábel. A centrális táppont e vezeték geometriai közepére kerül. A reflektorfaltól mérhető távolságot a legnagyobb üzemi hullámhosszban kifejezve 0,2λ-ra vesszük. Ilyen távolság esetén csak jelentéktelen mértékben csökken a tápponti impedancia.

Egy másik, kedvezőbb lehetőséget a 26.11.(b) ábrán láthatunk. Itt 70° a nyílásszög, úgyhogy egy-egy dipólus talpponti ellenállása már csak

170 Ω körüli értékű (lásd a 26.2. ábrát). Ha a legnagyobb üzemi hullámhosszra vonatkoztatva körülbelül 0,15λ-ra csökkentjük a dipólus és a reflektorfal közötti távolságot, a talpponti impedancia — kissé frekvenciafüggően ugyan — közel 120 Ω-ra csökken. Ily módon egy tetszés szerinti hosszúságú, 120 Ω hullámellenállású (például 120 D 10—1 típusú) kábel útján össze lehetne kötni egymással a két dipólust. A középső táppontban ekkor közel 60 Ω-os, szimmetrikus talpponti ellenállást kapunk. Széles sávú szimmetriaátalakító (lásd a 7. fejezetet) beiktatása révén a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelek valamelyikét is be lehet ide kötni. Gyakran el is hagyható a szimmetriaátalakító, és közvetlenül csatlakoztatható a kábel.

Ha a két egészhullámú pillangódipólus közötti szintkülönbséget nagyjából 1λ-ra vesszük, 9 és 12,5 dB közötti frekvenciafüggő antennanyereségre számíthatunk. Ennek előfeltétele, hogy az emeletesen elhelyezett pillangódipólusok mögött egy eléggé nagyra méretezett reflektorfal legyen. Elég nagynak tekinthető ebben az esetben egy olyan visszaverő felület, amelynek magassága kereken 2λ, szélessége pedig 1λ.

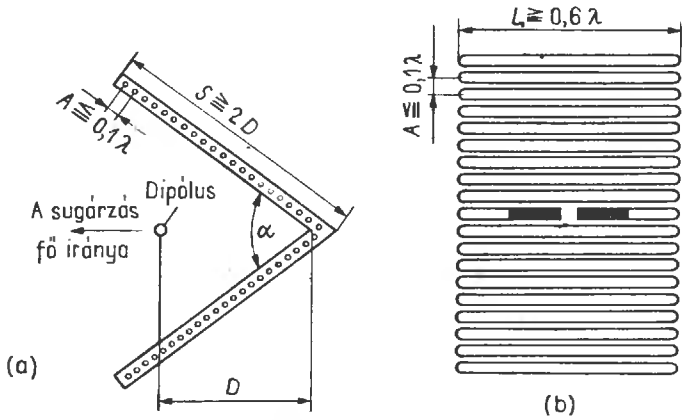
26.2.3. Sarokreflektoros dipólus (corner reflector)

Nagy antennanyereséget már egyszerű dipólussal is elérhetünk, ha sarokszerűen kiképzett reflektorfal gyújtópontjába helyezzük. Mivel visszaverődéskor a kilépési szög megegyezik a beesési szöggel, a beeső sugárzás nagy részét a reflektorfal kimutathatóan a dipólus felé veri vissza (feltéve, hogy a dipólus a sarokreflektor gyújtópontjában van). Síkfelületei következtében a sarokreflektornak nincs definiált gyújtópontja, ehhez ugyanis parabolikusan görbült felületekre volna szükség. Ennek ellenére még az ilyen tökéletlen sugárzáskoncentrálással is jelentős antennanyereséget lehet elérni.

A sarokreflektoros dipólus vázlatos rajzát a 26.12. ábrán láthatjuk. Mint a 26.12.(a) ábrán megfigyelhetjük, az α nyílásszögű sarokreflektor szögfelezőjén, a csúcstól meghatározott D távolságra van a dipólus. Ez a nyílásszög általában 90°, ritkább esetekben 60°, de kivételesen 45° is lehet. Az optimális D távolság az α nyílásszögtől függ. A szárak S hosszának legalább akkorának kell lennie, mint a dipólus távolságának a kétszerese ($\geq 2D$), az ennél hosszabb szárak tovább növelik az antennanyereséget.

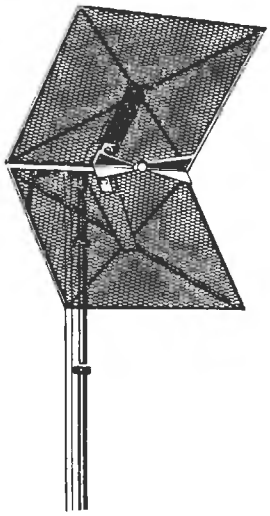
Ha a sávszélességre vonatkozólag nincsenek különösebb igényeink, a táplált antennaelem félhullámú egyenes dipólus vagy hajlított dipólus lehet. Ilyenkor legalább $L = 0{,}6\lambda$ szélesnek kell lennie a sarokreflektornak. A hosszabb dipólusokhoz megfelelően szélesebb sarokreflektorok szükségesek.

Ha a 26.12.(b) ábra szerint rudakból vagy huzaldarabokból állítjuk össze a visszaverő felületeket, a rudak (huzalok) közötti A távolságot $A = 0{,}1\lambda$ szerint kell felvenni. A gyakorlatban azonban ennél sokkal nagyobb távolságokra is rábukkanhatunk. Megfelelő rúdanyag hiányában 1...2 mm átmérőjű rézhuzalt vehetünk. A sarokállvány oldalsó léceit keresztülfúrjuk, és a lyukakon úgy fűzzük át a huzalt, hogy folyamatos meandervo-



26.12. ábra. Sarokreflektoros dipólus:
(a) oldalnézet; (b) elölnézet

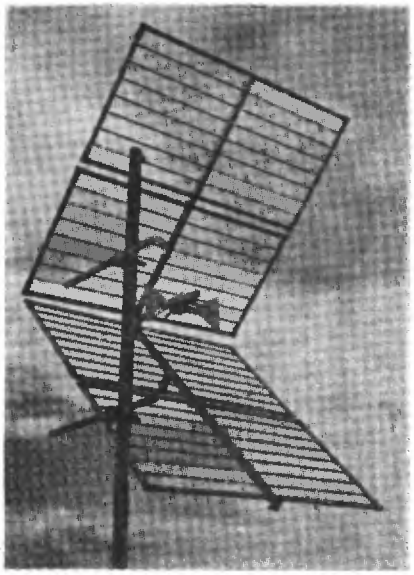
nalat alkosson. Különösen a deciméteres hullámok tartományában még jobb eredményeket úgy érhetünk el, hogy kis lyukbőségű dróthálót feszítünk ki sarokreflektornak.



26.13. ábra. Széles sávú, sarokreflektoros antenna dróthálóból készített reflektorral

Nézzük meg például a 26.13. ábrát. Itt ezenkívül széles sávú dipólust alkalmazunk, és a reflektorfelülethez hasonlóan szögben szintén behajlítjuk. A IV/V. tv-sávban vételre alkalmas, széles sávú, sarokreflektoros antennákra egy gyári mintát a 26.14. ábrán mutatunk be. A 470 MHz-től 790 MHz-ig terjedő tartományban ezzel az antennával 10 és 12,5 dB közötti nyereséget lehet elérni (10 dB-t a 21. csatornában és 12,5 dB-t az 55-ikben). A sarokreflektor dróthálójának aránylag nagy lyukbősége ellenére a hátrasugárzási csillapítás legalább 25 dB.

A 26.15. ábrán közölt diagramokról leolvashatjuk a D dipólustávolság függvényében a sarokreflektoros antenna nyereségét és sugárzási ellenállását. Összehasonlításként a 26.15.(a) ábrán az egyenes síkú (180° nyílásszögű) reflektorfalra vonatkozólag is közlünk ilyen diagramokat. Ebben az esetben — mint látjuk — a közel 7,5 dB legnagyobb antennanyereséget akkor érjük el, amikor $0{,}1\lambda$ a dipólus távolsága. A kis értékű, 25 Ω-os sugárzási ellenállás és a reflektorfal közelsége folytán azonban olyan nagyok a hatásos veszteségek, hogy ekkora antennanyereséget a gyakorlatban nem lehet elérni. Jobb megoldásnak bizonyul a $0{,}2\lambda$ távolság (6 dB antennanyereséggel). A sugárzási ellenállás görbéi megerősítik régebbi megállapításunkat, mely szerint a reflektorfal elé szerelt dipólus talpponti ellenállása stabil marad, ha a síkfelület és a dipólus közötti távolság $0{,}2\lambda$.

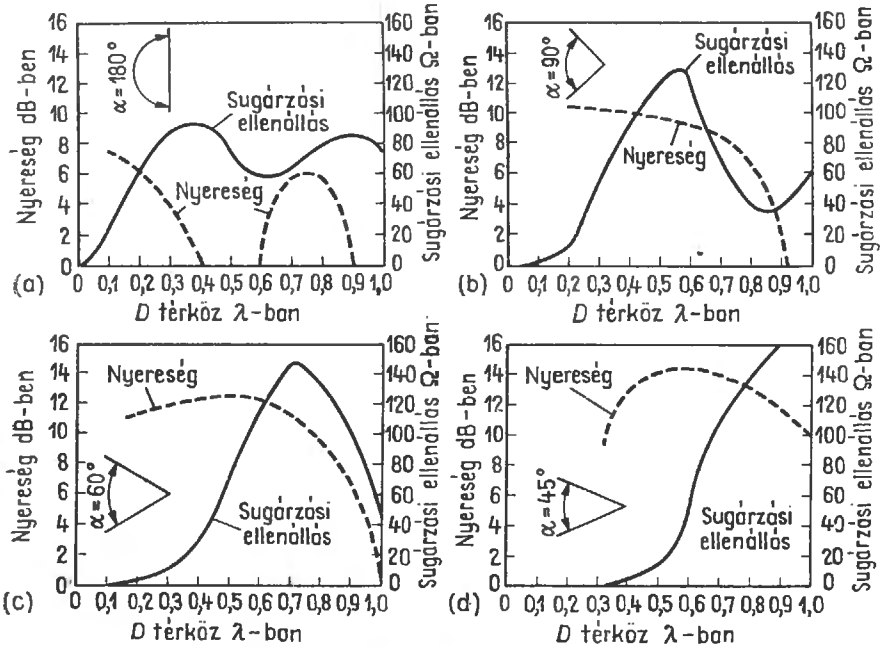


26.14. ábra. Corner-antenna a IV/V. sávra (VEB Antennenwerk, Bad Blankenburg)

A 26.15.(b) ábra görbéi 90°-os sarokreflektorra vonatkoznak. $D = 0{,}33\lambda$ kedvező távolságérték, mert az antennanyereség ekkor 10 dB és a sugárzási ellenállás 60 Ω. A 26.15.(c) ábrán azt látjuk, hogy $\alpha = 60°$ nyílásszög esetén a dipólus távolságát $0{,}5\lambda$ értékűre célszerű venni, mert így az antennanyereség 12,5 dB, a sugárzási ellenállás pedig 75 Ω. A legnagyobb antennanyereséget 45° nyílásszöggel kapjuk [26.15.(d) ábra]. A 14,5 dB legnagyobb antennanyereség eléréséhez $0{,}06\lambda$ nagyságúra kell venni a D dipólustávolságot, és az ennek megfelelő 50 Ω sugárzási ellenállás illesztési szempontból még kedvezőbb is.

A táplálás szempontjából nagyon előnyös, hogy mindig olyan talpponti ellenállást kapunk, amely a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelek hullámellenállásának tartományába esik. Negyedhullámú zárótag vagy valamilyen más szimmetriaátalakító közbeiktatásával minden itt felsorolt változat táplálásához koaxiális kábelt használhatunk. Ha 240 Ω-os vezeték útján akarjuk táplálni a rendszert, az egyenes félhullámú dipólust hajlított dipólussal helyettesítjük.

A 26.1. táblázatban közöljük a 2 m-es és a 70 cm-es amatőrsávnak megfelelő sarokreflektoros



26.15. ábra. A sarokreflektoros dipólusok antennanyereségének és sugárzási ellenállásának görbéje a *D* dipólustávolság függvényében:

(a) síkreflektor előtti dipólus (a nyílásszög 180°); (b) félhullámú dipólus és sarokreflektor (a nyílásszög 90°); (c) félhullámú dipólus és sarokreflektor (a nyílásszög 60°); (d) félhullámú dipólus és sarokreflektor (a nyílásszög 45°)

26.1. táblázat. A sarokreflektoros antennák méretei 145 és 435 MHz-re

Frekvenciasáv, MHz	145	145	435	435	435
Nyílásszög	90°	60°	90°	60°	45°
A szárak *S* hossza	≧1370	≧2060	≧460	≧700	≧830
A reflektorfal *L* szélessége	≧1250	≧1250	≧420	≧420	≧420
D dipólustávolság	683	1035	228	345	414
Dipólushossz	970	970	320	320	320
Rúdtávolság	≦125	≦125	≦40	≦40	≦40
Antennanyereség dB-ben	10	12,5	10	12,5	14,5
Talpponti ellenállás Ω-ban	60	75	60	75	50

antennák geometriai méreteit. A jelölések a 26.12. ábrára vonatkoznak, és minden méretadat milliméterben értendő.

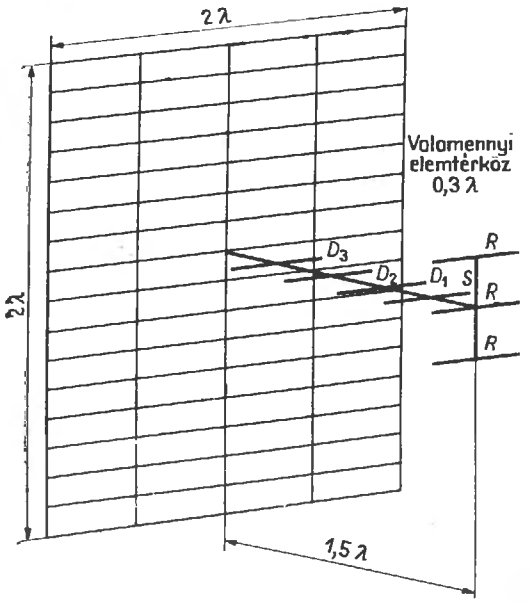
26.3. Különlegesebb alakú hosszsugárzók

A legismertebb és legelterjedtebb fajtájú hosszsugárzó a Yagi-antenna. Emellett azonban nagyon sokféle változatban vannak olyan hosszsugárzók is, amelyek részben levezethetők ugyan a Yagi-rendszerből, többnyire azonban más elveken alapulnak. Az ismertebbek közül most néhány megoldást ismertetünk, amelyeknek az amatőr-gyakorlatban is van valamilyen jelentőségük.

26.3.1. A backfire-antenna

Mint a 26.16. ábrán látjuk, a backfire-antennát egy reflektorfallal egybeépített hosszú Yagi-antennának tekinthetjük. Működési elvét az adással kapcsolatban könnyen megérthetjük: az *S* gerjesztett antennaelemből kiinduló sugárzás az *R* hármas reflektor támogatásával eljut a direktorok

hullámvezető-rendszere mentén a nagy felületű backfire-falhoz. Itt visszaverődik, újra végighalad, de most már a fordított irányban a Yagi-struktúrán, és mint nyalábolt sugárzás kijut a szabad térbe. Minthogy a Yagi-struktúrát kétszer futja be a hullám, a backfire nagyjából ugyanazokkal az adatokkal jellemezhető, mint a kétszeres hosszúságú hosszú Yagi-antenna. A 26.16. ábrán látható backfire-antenna Yagi-szakasza például 1,5λ hosszú, tehát jellemző sugárzási tulajdonságainál fogva egy 3λ hosszúságú és háromszor több elemet tartalmazó hosszú Yagi-antennának felel meg.



26.16. ábra. A backfire-antenna

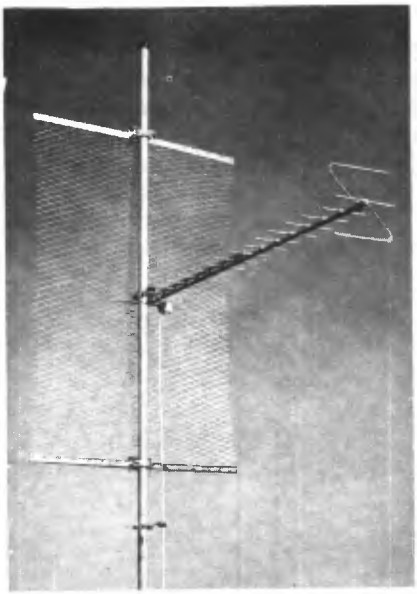
Az elmélet szerint az antenna hosszának és az antennaelemek számának megkétszerezésével legfeljebb 3 dB-lel növelhető a Yagi-antenna nyeresége; a gyakorlatban viszont veszteségek bekövetkezése miatt legfeljebb csak 2,5 dB többlet érhető el az antennanyereségben. Hasonló megállapításra jutunk a 22.7. ábra alapján is, amely szerint a Yagi-antenna hosszának megkétszerezése, vagyis 1,5λ-ról 3λ-ra való megnövelése az antennanyereségben körülbelül 2,3 dB növekedést eredményez. Ez az elmélet azonban a lehetséges antennanyereségen túlmenően alighanem nem veszi kellőképpen figyelembe a viszonylag nagy backfire-falnak mint visszaverő felületnek a hatását, ugyanis az irodalomban egyértelműen azt állítják, hogy az ugyanolyan hosszúságú, de backfire-fal nélküli Yagi-antennára vonatkoztatva mérésekkel kimutatható nyereségnövekedés nagyjából 4...6 dB. Azt is hangsúlyozzák, hogy a visszaverő felület nagysága jelentős mértékben befolyásolja az antennanyereséget. Általában a következő itt a szabály: a backfire-falnak annál nagyobbnak kell lennie, minél hosszabb a felhasznált Yagi-struktúra.

Ha az antenna D hosszának függvényében meg akarjuk határozni a backfire-fal optimális L élhosszát, az

$$L = \sqrt{1{,}5D} \qquad (26.1)$$

közelítő képletet használhatjuk fel, amelyben L a négyzetes alakú backfire-fal oldalának hossza λ-ban, D pedig a Yagi-struktúra hossza ugyancsak λ-ban kifejezve.

A 26.16. ábrán felvázolt backfire-antennára megadott nyereség 14,5 dB, a vízszintes síkban mért nyílásszög 28° (a függőleges síkban körülbelül 35°). Mindenesetre az is fontos itt, hogy a backfire-fal egy-egy oldalának hossza 2λ legyen, és hogy a lehető legnagyobb antennanyereségnek megfelelően méretezett Yagi-struktúra hossza 1,5 Ω. A reflektorfal nélkül optimálisra méretezett Yagi-antenna nagyon megváltoztatja rezonanciatulajdonságait, ha összeépítjük egy visszaverő backfire-fallal. Hogy visszakapjuk a legnagyobb antennanyereséget, az elemek távolságát megtarthatjuk, de hosszúságukat mindenhol meg kell változtatnunk. Köze-



26.17. ábra Backfire-antenna tv-vételre (Üzemi fotó: Kathrein)

lítő szabály az, hogy a táplált elemet és a reflektorokat meg kell hosszabbítani, a direktorokat viszont rövidebbre kell venni.

Az amatőrök aligha képesek elvégezni a backfire optimális beállításait. Már mechanikai okokból is csak a 70 cm-es sávban érdemes az amatőrnek backfire-antennát alkalmaznia. Kevesebb költséggel egyenértékű és kisebb terjedelmű hosszú Yagi-antenna alkalmazható a backfire helyett. Ha lehetőségünk van a backfire-antennának megfelelő nagy reflektorfalak felállítására, reflektorfalas emeletes antennát érdemes építenünk magunknak. Nagyjából ugyanakkora antennanyereséggel így nagy sávszélességet kaphatunk, tehát nem lesz kényes a rendszer méretezése.

Az iparban backfire-antennákat dolgoztak ki a IV/V. tv-sávok vételére. Példaként a 26.17. ábrán a Kathrein gyár backfire-antennáját láthatjuk.

26.3.2. A helical-antenna

Ez az érdekes irányhatású sugárzó tekercsantenna, dugóhúzóantenna és helix beam néven is ismeretes. Különös helyzetet foglal el az ismert antennák sorában, mert cirkuláris (kör alakú), illetve elliptikus a polarizációja. Az amatőr-gyakorlatban eddig még csak alkalmi kísérletek voltak ezzel az antennafajtával, aminek főként az az oka, hogy a cirkulárisan polarizált adóantennával csak abban az esetben lehet elérni a lehető legjobb átviteli tulajdonságokat, ha az ellenállomás vevőantennája cirkuláris polarizációjú.

Kör alakban körülfutó polarizáció akkor jön létre, ha a sugárzó vezetőt tekercsé alakítjuk át. Ügyelni kell arra, hogy a hossz menetenként 1λ legyen. A rövidülési tényező figyelembevételével ez kereken $0{,}31\lambda$ nagyságú D menetátmérőnek felel meg. Előfeltétel továbbá, hogy legalább három menetet tartalmazzon a tekercs; a menetszám növelésével egyre tökéletesebbé válik a tiszta cirkuláris polarizáció. Az így méretezett egyszerű huzaltekercs a hossztengelye mentén mindkét irányban sugároz. Reflektortárcsa felállításával egyoldalúvá tehető a sugárzás, és a meghagyott irányban megnő az axiálisan kisugárzott teljesítmény.

A helix beam vázlatos rajzát a hozzá tartozó számítási adatokkal együtt a 26.18. ábrán közöljük. A meneteket ezen a rajzon leegyszerűsítve ábrázoltuk. A $D = 0{,}31\lambda$ tekercsátmérőt — frekvenciára vonatkoztatva a

$$D = \frac{9300}{f} \qquad (26.2)$$

képletből számíthatjuk (D cm-ben, f MHz-ben értendő).

A tekercs D átmérőjéből a menetek kerületének L hossza:

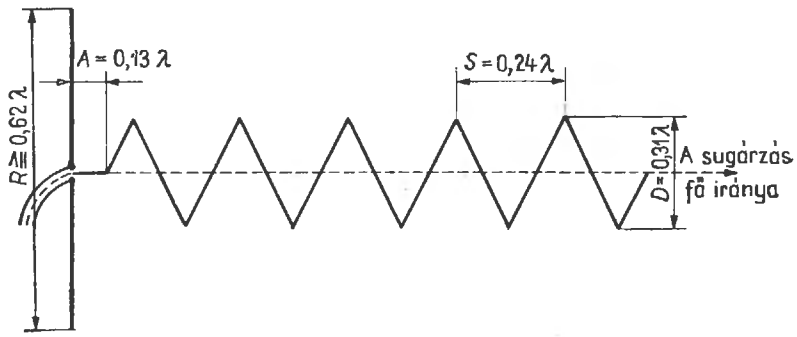
$$L = 3{,}14D. \qquad (26.3)$$

Fontos jellemző adat a tekercsantennára vonatkozólag az emelkedési szög is, amelyből azután kiszámíthatjuk a menetek közötti S távolságot. 6° és 24° közötti szögértékek megengedhetők, de 14° a szokásos emelkedési szög, mert ezzel lehet elérni a legkedvezőbb antennatulajdonságokat. A 14° emelkedési szögből a menetek közötti S távolságra $0{,}24\lambda$ értéket kapunk. A frekvenciára vonatkoztatott számítási képlet:

$$S = \frac{7200}{f} \qquad (26.4)$$

(S cm-ben, f MHz-ben).

A reflektor átmérője kicsi lehet, de $0{,}5\lambda$-nál mindig nagyobbra kell vennünk, mert ebben az esetben már alig változik valamit a rendszer bemeneti ellenállása. A nagy felületű reflektorok különösen jól csillapítják a hátrafelé irányuló sugár-

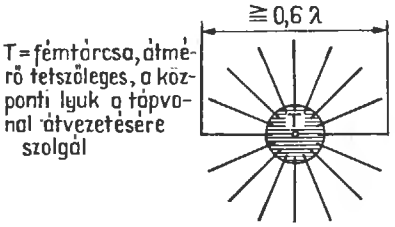


26.18. ábra. A helical iránysugárzó vázlata

zást. Jól használható közepes érték eléréséhez a reflektor átmérőjét a tekercs átmérőjének kétszeresére kell venni ($2D = 0{,}62\lambda$) A reflektortárcsa kör alakú, de megengedhetők a négyzetes fémfelületek is. A deciméteres hullámokon majdnem mindig tömör bádogtárcsa használatos, egyébként azonban főként a méteres hullámokon anyagtakarékossági és súlycsökkentési okokból olyan reflektorok is felhasználhatók, mint amilyeneket a 26.19. és a 26.22. ábrán láthatunk. A reflektor és a tekercskezdet közötti A távolságot célszerű $0{,}13\lambda$-ra venni (hogy körülbelül $S/2$ legyen). Az ehhez tartozó és a frekvenciára vonatkoztatott képlet:

$$A = \frac{3900}{f} \qquad (26.5)$$

(A cm-ben, f MHz-ben).



26.19. ábra. Egyszerűsített reflektor helix beamhez

A tekercset alkotó vezető d átmérője $0{,}02\lambda$ legyen. Az $L = 1\lambda$ kerületi hosszúságú tekercs Z talpponti impedanciája 136 Ω. Az $L < 1\lambda$ kerületi hosszaknak $Z < 136$ Ω impedanciaértékek felelnek meg, de ez esetben nagyon frekvenciafüggő a Z impedancia. Ezzel szemben $L \geqq 1\lambda$ esetén nagy frekvenciatartományban nagyon konstans ez a Z. Ha a tekercs L kerülete $0{,}75\lambda$ és $1{,}35\lambda$ között van, a Z talpponti ellenállás kiszámításához felhasználható közelítő kifejezés:

$$Z = 136L, \qquad (26.6)$$

ahol Z Ω-ban, L pedig λ-ban értendő.

A táppont aszimmetrikus, a tápvezeték egy koaxiális kábel.

A bemeneti ellenállás jelentéktelen frekvenciafüggéséből következik, hogy a helical-antenna széles sávban is jól használható. Ha a menetek közötti S távolság 14° emelkedési szögnek megfelelően $0{,}24\lambda$, az 1 : 1,6 hasznos frekvenciatartományon belül legfeljebb 1,35 lesz a hullámossági tényező.

A helical-antenna nyeresége és irányhatása az n menetszámtól, L kerülettől és a menetek közötti S távolságtól függ. Az antennanyereség az n menetszámmal nagyjából arányosan nő. A G antennanyereség kiszámításához Kraus által megadott közelítő képletek 12° és 15° közötti emelkedési szögekre és legalább 3 menetszámtól érvényesek. A cirkulárisan polarizált izotróp sugárzóra vonatkoztatott G antennanyereség:

$$G = 15 \cdot L^2 \cdot n \cdot S. \qquad (26.7)$$

Ebben a képletben G puszta szám (arány), L és S pedig a hullámhosszban fejezendő ki.

Az antennanyereség dB-ben kifejezett logaritmikus aránya:

$$G = 10 \lg L^2 \cdot n \cdot S \cdot 15. \qquad (26.8)$$

Itt G dB-ben, L és S λ-ban értendő.

Ugyancsak Kraustól származik a fősugárzás α nyílásszögének képlete:

$$\alpha = \frac{52}{L\sqrt{n \cdot S}} \qquad (26.9)$$

(ez a szög egyébként a félteljesítménypontok közötti sávszélesség). Az α szög ebben a kifejezésben fokban értendő.

Ez az összefüggés is csak a 12° és 15° közötti emelkedési szögekre és $n \geqq 3$ menetszámokra érvényes.

A tekercsantennát általában cirkulárisan polarizáltnak mondjuk, holott a valóságban elliptikus a polarizációja. Ezen az ellipszisen azonban a nagytengely és a kistengely hányadosa nagyon kicsi, és a menetszám növelésével egyre kisebb értékekre csökken. A tengelyek R_A hányadosa:

$$R_A = \frac{2n+1}{2n}. \qquad (26.10)$$

Ez azt jelenti, hogy az ellipszis nagytengelyének és kistengelyének az aránya a legkisebb $n = 3$ menetszámmal 7 : 6, de $n = 7$ esetén már csak 14 : 15.

A 26.2. táblázatban megadjuk a menetszám különböző n értékeire várható antennanyereséget dB-ben és a hozzá tartozó nyílásszöget. A számítást a (26.8) és a (26.9) képlet szerint végeztük el, és a szokásos méretezésnek megfelelően $S = 0{,}24\lambda$ távolságot (14° emelkedési szöget) és $D = 0{,}31\lambda$ átmérőt (1λ kerületet) tételeztünk fel. A (26.8) képletből kiadódó antennanyereség izotróp sugárzóra (gömbsugárzóra) vonatkoztatva értendő, és az összehasonlítás megkönnyítésére a 26.2. táblázat nyereségadatait hangolt félhullámú dipólusra vonatkoztattuk.

Ha nincsen szükség túlságosan hosszú tápvezetékre, közvetlenül egy 75 Ω-os koaxiális kábellel (például 75-7-8 típusúval) lehet gerjeszteni a

26.2. táblázat. A 26.18. ábra szerinti helical-antenna nyeresége és nyflásszöge az *n* menetszám függvényében

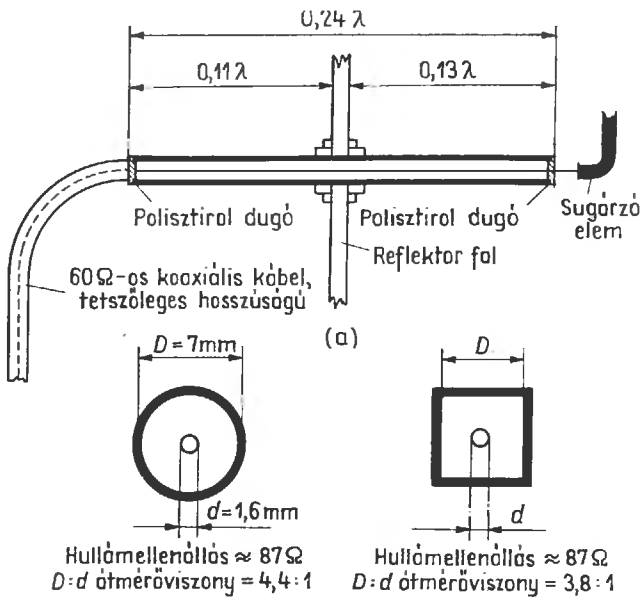
Menetszám	Antenna-nyereség	Nyflásszög
n	dB	szög°
3	7,9	61
4	9,1	53
5	10,2	47
6	11,0	43
7	11,7	40
8	12,3	37
9	12,8	35
10	13,2	33
11	13,6	31,5
12	14,0	30

sugárzót (26.18. ábra). A hullámossági tényező ez esetben 2-nél kisebb. Jobb azonban egy koaxiális negyedhullámú transzformátor közbeiktatásával pontos illesztést létrehozni. Ugyanilyen jól egy koaxiális vezetékrendszerrel Q-match is kialakítható a 6.8. ábra szerint. Ehhez azonban még ki kell számítanunk az (5.31) képlet alapján e koncentrikus vezeték Z hullámellenállását. Ha a helix beam Z_A talpponti ellenállását 125 Ω-nak vesszük, és egy 60-7-2 típusú, 60 Ω hullámellenállású koaxiális kábelhez akarjuk elvégezni az illesztést (Z_A), a koncentrikus negyedhullámú transzformátor Z hullámellenállása:

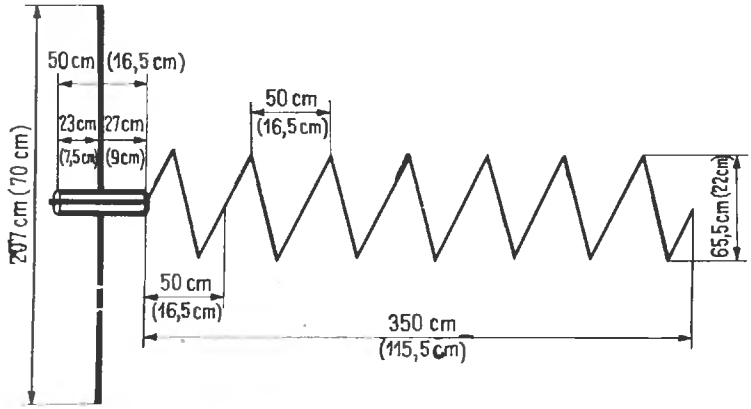
$$Z = \sqrt{Z_A Z_E} = \sqrt{125 \cdot 60} = \sqrt{7500} = 86{,}6\ \Omega.$$

Az 5.5. ábra szerint egy légszigetelésű koncentrikus vezeték hullámellenállása akkor éri el a kívánt 87 Ω-ot (a felkerekített értéket), ha belső vezetőjének külső átmérője úgy aránylik külső vezetőjének belső átmérőjéhez, mint 1 a 4,4-hez. A 60-7-2 típusú koaxiális kábel belső vezetőjét az egyszerűség kedvéért egyúttal a negyedhullámú transzformátor belső vezetőjének is vesszük (a kábel belső vezetőjének átmérője 1,6 mm). A Q-match külső csövének belső átmérőjére ekkor 1,6 · 4,4 ≈ ≈ 7,04 mm értéket kapunk.

A 26.20. ábrán megmutatunk egy kivitelezési példát a koncentrikus illesztő transzformátorra. E vezeték hossza a rövidülési tényező figyelembevételével 0,24λ. Ha a külső cső 7 mm-es belső átmérőjének kis értéke mechanikai nehézségeket okozna, tetszés szerinti csőméretet is választhatunk. A 87 Ω-os hullámellenállás szempontjából csak az a fontos, hogy megmaradjon a 4,4 : 1 átmérőarány. Ha magunk akarunk elkészíteni egy ilyen koncentrikus vezetéket, sokszor úgy egyszerűsíthetjük dolgunkat, hogy négyzetes keresztmetszetűre vesszük a külső vezetőt. Ebben az esetben



26.20. ábra. Koncentrikus negyedhullámú illesztőtranszformátor a helix beamhez:
(a) hosszmetszet; (b) keresztmetszet



26.21. ábra. Helical-antenna a 2 m-es sávra. A reflektor és az illesztőtranszformátor részletei a 26.19. és a 26.20. ábrán

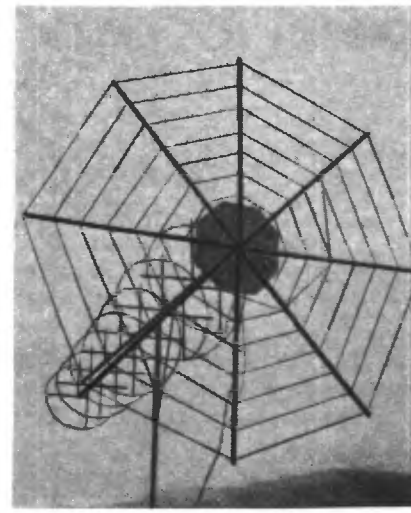
87 Ω hullámellenálláshoz az 5.6. ábra szerint $D : d = 3{,}8 : 1$ arány tartozik.

A 26.21. ábrán egy olyan tekercsantenna vázlatos rajzát látjuk, amelynek táppontját egy negyedhullámú transzformátorral illesztjük a koaxiális tápkábelhez. A beírt méretekkel ez a sugárzó 2 m-en használható, a 70 cm-es sávnak megfelelő méreteket zárójelben adtuk meg. A reflektor átmérője itt 1λ. Magától értetődik, hogy a többi adat megváltoztatása nélkül $0{,}63\lambda$ átmérőre is lecsökkenthetjük a reflektortárcsa méretét. A 26.2. táblázat szerint ezzel az antennával 40° nyílásszöggel 11,7 dB antennanyereségre számíthatunk.

A tekercs elkészítéséhez nagyon jól felhasználhatjuk a villámhárítók 10 mm-es alumínium vezetőjét. A szükséges hosszúságban vásárolhatjuk meg, és nagyon jól hajlíthatjuk. A tekercset egy megfelelő faállványra szerelhetjük. Fémoszlopot csak hátul, a reflektorfal hátlapjához szabad hozzáerősíteni. Ez esetben azonban túlságosan egyenetlen a rendszer súlyeloszlása. Ezért sokszor előnyösebb lehet az antennát súlypontjában egy faoszlopra erősíteni.

A 26.22. ábrán látható tekercsantennát DL 6 MH építette meg és próbálta ki. A pókhálószerű reflektor huzalból készült. Megépítője nyomatékosan hangsúlyozza az antenna rendkívüli éles irányhatását.

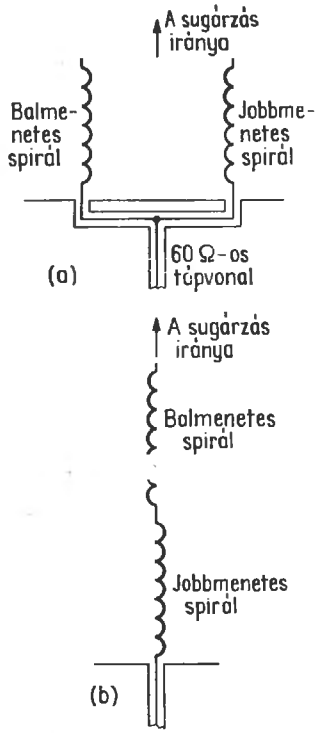
Ha cirkulárisan polarizált sugárzást lineárisan polarizált antennával vagy lineárisan polarizált sugárzást cirkulárisan polarizált antennával veszünk, csak feleannyi energiát tudunk kivenni az erőtérből, mint egyébként az azonos polarizációval. Ez 3 dB veszteséget jelent. A tekercsantennával azonban lineárisan polarizált hullámokat is ki lehet sugározni vagy lehet venni. Ennek megvalósításához a 26.23.(a) ábra szerint két egyforma tekercsantennát úgy kapcsolunk össze, hogy a menetek iránya ellentétes legyen a két tekercsben (az egyik jobb-, a másik balmenetű legyen).



26.22. ábra. DL6 MH helical-antennája

Egyező menetirány esetén elliptikus maradna a polarizáció. Ha az ellentétes menetirányú tekercseket egy vízszintes síkban egymás mellé helyezzük, vízszintes polarizációt kapunk. A függőleges polarizáció megvalósításához emeletszerűen egymás fölé kell szerelni a tekercseket. Lineáris polarizációt kapunk akkor is, ha két egyforma felépítésű, de ellentétes menetirányú tekercset a 26.23.(b) ábra szerint axiálisan helyezünk el és sorbakap-

csolunk. Ennek az elrendezésnek azonban a megvalósításával kapcsolatos mechanikai és elektromos nehézségek miatt nincs nagy gyakorlati jelentősége.



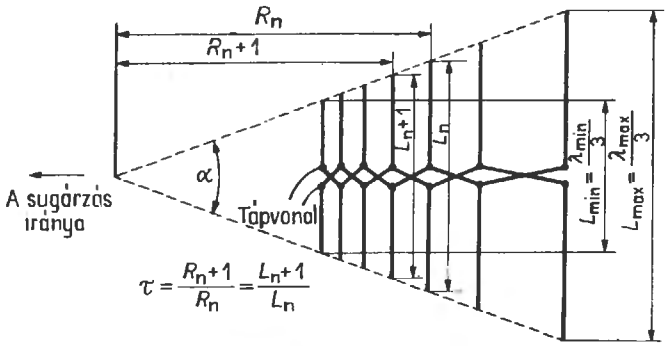
26.23. ábra. Lineáris polarizálás két ellentétes tekercselésű helical-antennával:
(a) a tekercsek párhuzamos kapcsolásával; (b) a tekercsek soros kapcsolásával

A 26.23.(a) ábra szerinti elrendezés különösen a 70 cm-es sávban lehet előnyös. A két tekercs párhuzamos kapcsolásával nagyjából 65...70 Ω nagyságú, kedvező talpponti ellenállást kapunk. Ezért az ilyen rendszert minden transzformátortag közbeiktatása nélkül közvetlenül is össze lehet kapcsolni a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelekkel. Ha hatmenetes, 14° emelkedési szögű tekercseket használunk fel, a tengelyek közötti távolságot 1,5λ-ra ajánlatos venni. Ilyen körülmények között a félhullámú dipólusra vonatkoztatva 14 dB antennanyereségre számíthatunk.

26.3.3. Logaritmikusan periódusos antennák

A logaritmikusan periódusos jelző olyan antennát jelent, amelynek tulajdonságai a frekvencia logaritmusával periodikusan változnak. Jelenleg a méteres és a deciméteres hullámok tartományában ilyenek a legújabb, rendkívül széles sávú hosszsugárzók. A széles sávért és ezzel egyidejűleg viszonylag kis antennanyereségért aránylag nagy mechanikai árat kell fizetni. Ezért az amatőr-gyakorlatban aligha jöhet számításba a logaritmikusan periódusos antenna. Az iparszerűen fenntartott rádiószolgálatban viszont nagyon népszerű, különösen olyankor, amikor nagy tartományokon belül gyakran és gyorsan kell átváltani a frekvenciát. Ezért a rövidhullámokra már ismeretesek igen nagy terjedelmű, forgathatóan felszerelt logaritmikusan periódusos antennák.

A 26.24. ábrán példaként láthatjuk, hogy a logaritmikusan periódusos dipólusantennát nagyon sok antennaelem sorbakapcsolása jellemzi; az antennaelemek közül a leghosszabb $\lambda/2$ (a legnagyobb hullámhosszban), a legrövidebb pedig körülbelül $\lambda/3$ (a legkisebb hullámhosszban). A tápvezeték a legrövidebb dipólushoz csatlakozik, és mint kereszteződő elosztó vezeték tovább folytatódik innen a leghosszabb dipólusig. Adás közben a hul-



26.24. ábra. A logaritmikusan periódusos dipólusantenna

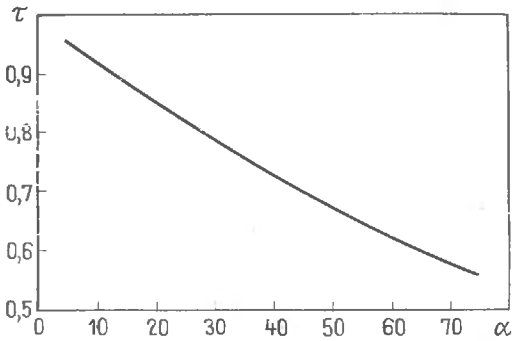
lám addig halad az elosztóvezeték mentén, míg egy olyan dipólushoz nem ér, amelynek hossza a λ hullámhossznak körülbelül egyharmada. Itt kezdődik az antennastruktúra aktív zónája, és addig az elemig tart, amelynek hossza az üzemi hullámhossz felével egyenlő. Az aktív zónán belül gyakorlatilag az egész bevezetett energiát kisugározza a rendszer. E zónán kívül egyetlen antennaelem sem vesz részt a kisugárzásban. A kívüleső elemek csak akkor válnak aktívvá, ha a hullámhossz változása következtében a sugárzó (aktív) zóna részévé válnak.

Ebből az következik, hogy a logaritmikusan periódusos antenna bármilyen nagy frekvenciatartományra méretezhető. A gyakorlati kivitelezésnek csak az anyagköltségek, a helyszükséglet és a mechanikai nehézségek szabnak korlátokat. Ezenkívül a költségek és a teljesítőképesség közötti arány annál kedvezőtlenebb, minél nagyobb a megkövetelt sávszélesség; ugyanis a sávszélesség növekedésével egyre nő az aktív zónában levő elemek kis számához képest az inaktív elemek száma, vagyis egyre kevésbé gazdaságossá válik az antenna.

A struktúra meghosszabbítása nem befolyásolja az antennanyereséget, csak a sávszélességet növeli. A logaritmikusan periódusos antenna nyereségét az α nyílásszög és a periódussal kapcsolatos τ tényező szabja meg. Ez a tényező a 26.24. ábra jelöléseivel két szomszédos dipólusnak az α nyílásszög csúcsától mért távolságától $\frac{R_n+1}{R_n}$ szerint és a szomszédos dipólusok hosszarányától $\frac{L_n+1}{L_n}$ szerint függ, vagyis

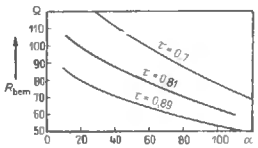
$$\tau=\frac{R_n+1}{R_n}=\frac{L_n+1}{L_n}. \qquad (26.11)$$

A τ periódus 0,5 és 0,95 közötti értékű lehet; a szokásos középérték 0,7. Ha a lehető legnagyobb nyereségre és nagy hátrasugárzási csillapításra akarjuk méretezni az antennát, az α nyílásszög és a τ periódus között meghatározott összefüggésnek kell fennállnia. Ezt az összefüggést a 26.25. ábrán rajzoltuk meg. Például 45° nyílásszöghöz $\tau=0{,}7$ periódus tartozik. Általában annál nagyobb az antennanyereség, minél kisebb az α nyílásszög, illetve minél nagyobb a τ tényező. A síkelrendezésű, logaritmikusan periódusos dipólusantennával $\tau=0{,}6$ periódus esetén elérhető antennanyereség — a félhullámú dipólusra vonatkoztatva — 3 dB és $\tau=0{,}95$ esetén 11 dB. Az utóbbi, $\tau=0{,}95$ periódushoz azonban gyakorlatilag aligha valósítható meg a kereken 5° nagyságú optimális nyílásszög; ezért a legkedvezőbb esetben is 8,5 dB nyereséggel kell beérnünk.



26.25. ábra. A logaritmikusan periódusos dipólusantenna α nyílásszöge és τ periódusa közötti összefüggés a legnagyobb antennanyereségnek és a legnagyobb hátrasugárzási csillapításnak megfelelő méretezéshez

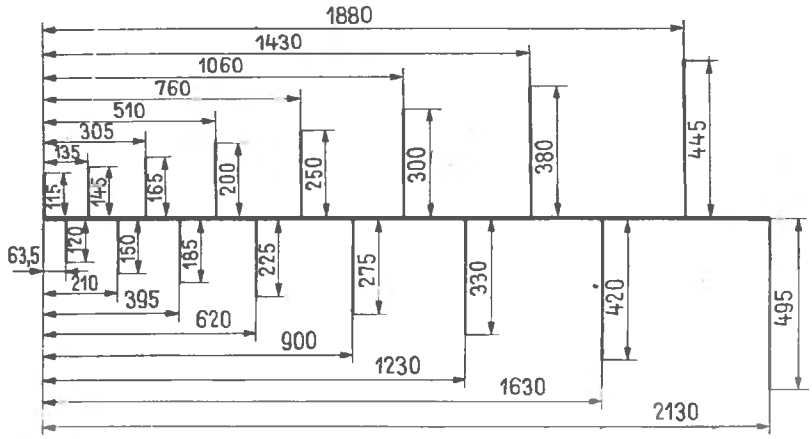
A síkelrendezésű, logaritmikusan periódusos dipólusantenna R_{bem} bemeneti ellenállása szintén a τ tényezőtől és az α nyílásszögtől függ. Ezt az összefüggést a 26.26. ábrán látjuk. Általában azt mondhatjuk, hogy 50 és 120 Ω közötti talpponti ellenállás valósítható meg. Mint tudjuk, a bemeneti ellenállás nagysága periódusosan változik a frekvenciával. A 26.25. ábra szerinti optimális méretezés 85 Ω ($\tau=0{,}89$) és 105 Ω ($\tau=0{,}7$) közötti bemeneti ellenállást eredményez.



26.26. ábra. A síkfelületű, logaritmikusan periódusos antenna R_{bem} bemeneti ellenállása az α nyílásszög függvényében. A paraméter a τ tényező

A logaritmikusan periódusos antenna sokféleképpen valósítható meg. Az úgynevezett fogai pl. tömör bádoglemezből vághatók ki. A deciméteres és a méteres hullámok tartományában többnyire dipóluselrendezések vagy huzalvázak háromszög alakú vagy meanderszerű fogakkal. Itt mindig olyan hosszsugárzókról van szó, amelyeknek polarizációja az antenna helyzetétől függ, vagyis például a vízszintes antennasík vízszintes polarizációt ad.

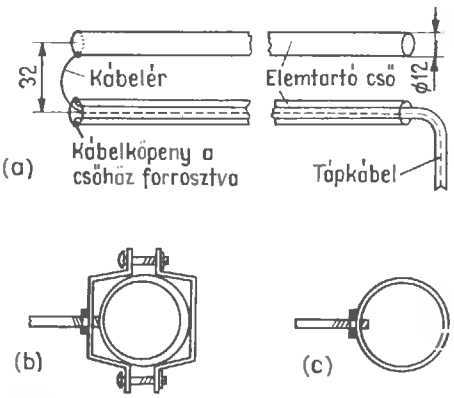
Példaként a 140...450 MHz frekvenciatartományra egy logaritmikusan periódusos dipólus-



26.27. ábra. Vázlat a logaritmikusan periódusos dipólusantenna méretezéséhez a 140 MHz-től 450 MHz-ig terjedő frekvenciatartományra. A rajz csak az egyik antennafelet foglalja magában (lásd a szöveget)

antennát, a szükséges méretadatokkal együtt, a 26.27. ábrán láthatunk. Két ilyen struktúrát kell egybeépíteni, mert csak akkor kapjuk meg a 26.24. ábra szerinti teljes külsőt, ahol a két struktúra egymáshoz képest 180° axiális elforgatással csatlakozik egymáshoz. Ebben a kivitelezésben nincsen szükség a kereszteződő elosztóvezetékre, amennyiben a két struktúra csak olyan elemeket tartalmaz, amelyek közvetlenül összeköthetők egymással. A két struktúrát olyan közel helyezzük egymáshoz, hogy felülnézetben a féldipólusok teljes dipólusokká egészítsék ki egymást. Az antennaelemek egymástól elszigetelt tartórúdjai alkotják egyúttal a táppontokat.

Az R_{bem} bemeneti impedancia az antenna csúcspontjában szimmetrikus, és közelítőleg 70 Ω nagyságú. Ezért a kereskedelmi forgalomban beszerezhető koaxiális kábelek közül azok, amelyeknek a hullámellenállása 60 és 75 Ω között van, mind felhasználhatók tápvezetéknek. A szimmetrizálásra egyszerű lehetőséget mutat a 26.28.(a) ábra: a koaxiális kábelt bedugjuk az antenna szélesebbik végén az antennaelemeket tartó csövek egyikébe, és áttoljuk annyira, hogy a vége kinyúljon a „keskeny" antennakezdetnél. Itt fémesen összekötjük a külső vezetőt e cső végével, a belső vezetőt pedig a másik tartócső végével. A K 7 RTY által megszerkesztett mintaantennában az elemeket tartó csövek 12 mm átmérőjűek, középvonalaik közötti távolság pedig 32 mm. A két csövet három műanyag idom szigeteli el egymástól, és az utóbbiak tartják egyúttal a távolságot a párhuzamosan vezetett csövek között.



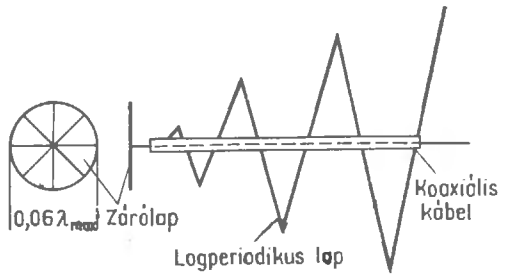
26.28. ábra. Mechanikai részletek a 26.27. ábra szerinti logaritmikusan periódusos dipólusantennához: (a) a tápkábel csatlakoztatása; (b) az antennaelem rögzítése csőbilinccsel; (c) az antennaelem rögzítése csavarozással

A körülbelül 6 mm vastag antennaelemek jó fémes érintkezéssel hozzá vannak erősítve az egyenként 213 cm hosszú tartócsövekhez. Erre a célra a 26.28.(b) ábra szerint csőbilincseket lehet felhasználni, de — főként, ha vastagfalúak a csövek — közvetlenül be is csavarhatók az antennaelemek, és ellenanyával lehet meggátolni a kilazulásukat [26.28.(c) ábra].

Az antenna elsősorban a 2 m-es és a 70 cm-es sávra készült; az átlagos állóhullámarány ezekben az amatőrsávokban $< 1 : 1{,}3$. A 140 MHz-től 450 MHz-ig terjedő frekvenciatartományban egyenletesen 6,5 dB az antennanyereség (a félhullámú dipólushoz képest). Az antenna az $\alpha = 20°$ és $\tau = 0{,}87$ adatokkal elérhető legnagyobb antennanyereségre van méretezve. Főként akkor lesz jelentősége, amikor a két amatőrsávon kívül közepes

antennanyereséggel a III. sávba eső tv-adásokat és egyéb kisugárzásokat is venni kell majd.

Kiegészítésként a 26.29. ábrán egy huzalos háromszögfogazású, nagyon leegyszerűsített logaritmikusan periódusos antennát láthatunk. Ezt koaxiális kábellel közvetlenül lehet táplálni. Ebben az esetben csak egy struktúrát használunk fel. Azokon a helyeken, ahol a háromszögfogazás keresztezi a koaxiális kábelt, a huzal mindenhol fémesen össze van kötve a kábel külső vezetőjével. A kábel belső vezetője fémtárcsában végződik, ennek átmérője $0{,}06\lambda_{max}$.

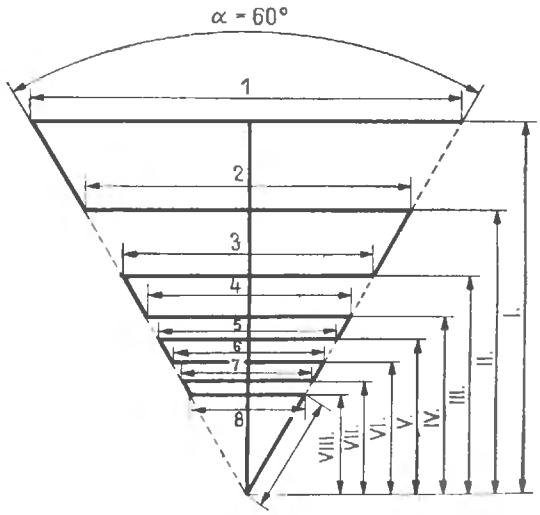


26.29. ábra. Egyszerűsített logaritmikusan periódusos antenna koaxiális kábeles tápvezetékkel

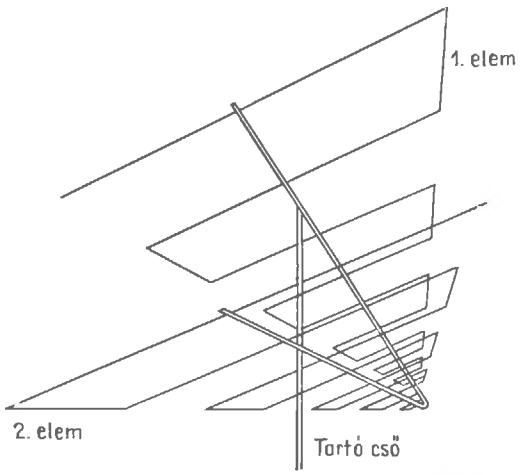
Nagyobb antennanyereséget nagyobb talpponti ellenállással lehet úgy elérnünk, hogy két logaritmikusan periódusos antennát V alakban szerelünk össze. Ezeket a V típusú rendszereket többnyire meanderfogazású vagy — ami még egyszerűbb — háromszögfogazású antennastruktúrákból szokás összeállítani. Mindig két egyforma struktúra csatlakozik egymáshoz V alakban és meghatározott ψ szögben, miként vázlatosan a 26.31. ábrán érzékeltetjük. Ebből következik, hogy a struktúrákat egymáshoz képest axiálisan 180°-kal kell elforgatni. Általában $\psi = 45°$ nyílásszöggel csatlakoznak egymáshoz. A kisebb szögekkel kisebbek ugyan a méretek, de az antennanyereség is kisebb. A szög megnövelésével növekszik az antennanyereség, de rohamosan nőnek a rendszer méretei.

26.3. táblázat. A 26.30. ábra szerinti logaritmikusan periódusos antenna méretei (a sávszélesség 48 MHz-től 230 MHz-ig)

1. elem: 3000 mm	I. szakasz: 2600 mm
2. elem: 2120 mm	II. szakasz: 1840 mm
3. elem: 1500 mm	III. szakasz: 1300 mm
4. elem: 1060 mm	IV. szakasz: 920 mm
5. elem: 750 mm	V. szakasz: 650 mm
6. elem: 530 mm	VI. szakasz: 460 mm
7. elem: 375 mm	VII. szakasz: 325 mm
8. elem: 265 mm	VIII. szakasz: 230 mm
9. elem: 265 mm	

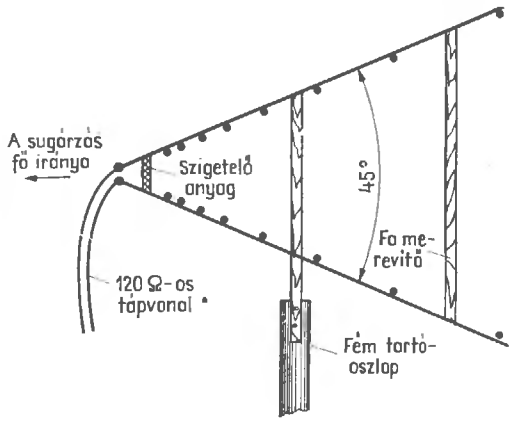


26.30. ábra. Logaritmikusan periódusos félsugárzó meander alakban. $\alpha = 60°$, $\tau = 0{,}7$, $\psi = 45°$



26.31. ábra. A 26.30. ábra szerinti, logaritmikusan periódusos V-antenna két szárnyának elrendezése. A szárnyak közötti ψ szög nagysága 45°

A 26.30. ábrán látható meanderfogazású antennastruktúra a 26.3. táblázatban megadott méretekkel széles sávban, a 48 MHz-től 230 MHz-ig terjedő frekvenciatartományban működik. A 26.31. ábra szerinti, V alakú rendszer felépítéséhez két ilyen struktúrára van szükség. A meanderes megoldásban a szárak végén alkalmazott összekötő vezetékek révén az antennaáram fázisa és amplitúdója létrehozza a rendszer csúcsa felé irányuló sugárnyalábot. A 26.32. ábrán felvázolt megoldásból további részletek is kivehetők.



26.32. ábra. A logaritmikusan periódusos (vízszintesen polarizált) V-antenna oldalnézete

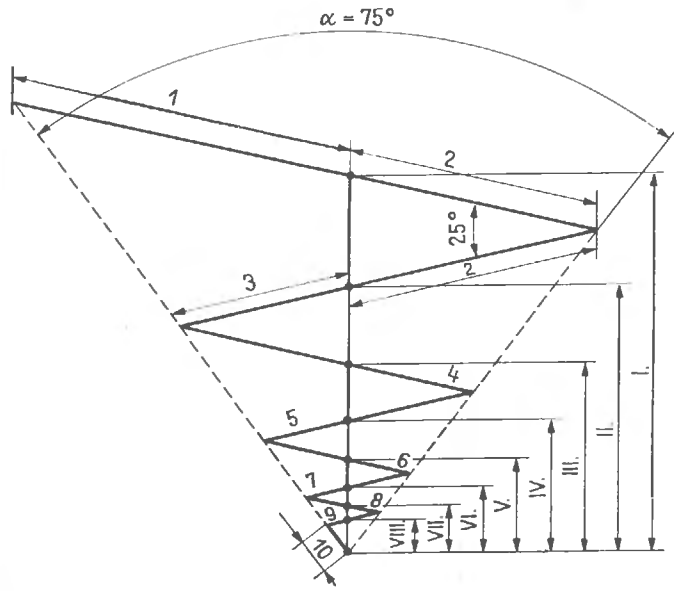
26.4. táblázat. A 26.33. ábra szerinti logaritmikusan periódusos antenna méretei (a sávszélesség 48 MHz-től 230 MHz-ig)

1. elem: 1560 mm	I. szakasz: 2370 mm
2. elem: 1280 mm	II. szakasz: 2000 mm
3. elem: 1080 mm	III. szakasz: 1680 mm
4. elem: 900 mm	IV. szakasz: 1400 mm
5. elem: 760 mm	V. szakasz: 1185 mm
6. elem: 640 mm	VI. szakasz: 1000 mm
7. elem: 540 mm	VII. szakasz: 840 mm
8. elem: 450 mm	VIII. szakasz: 707 mm
9. elem: 380 mm	IX. szakasz: 600 mm
10. elem: 320 mm	X. szakasz: 500 mm
11. elem: 270 mm	XI. szakasz: 420 mm
12. elem: 225 mm	XII. szakasz: 353 mm
13. elem: 190 mm	
14. elem: 375 mm	

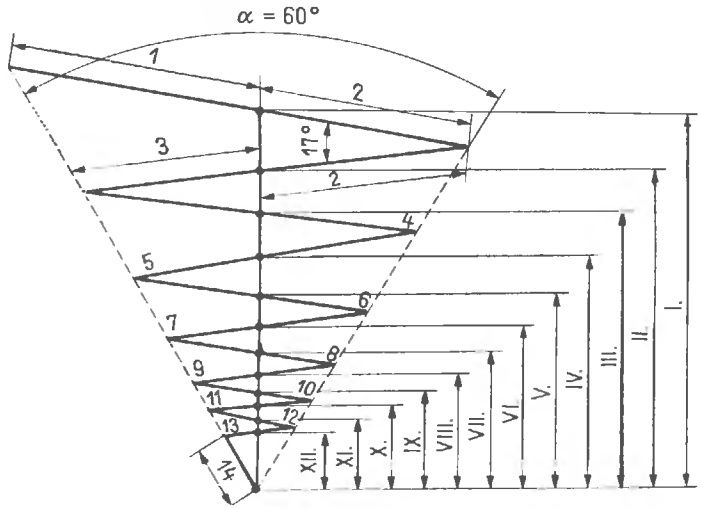
Ez a széles sávú, V alakú antenna is lineárisan sugároz. Vízszintes a polarizálása, ha a meanderstruktúra szárai vízszintesek. A talpponti ellenállás szimmetrikus, és a közölt adatok szerint 120...130 Ω. A V csúcsában tehát közvetlen táplálás valósítható meg a 120 D 10—1 típusú, árnyékolt szimmetrikus tápvezetékkel.

Az antennaelemek 8...10 mm átmérőjű könnyűfémből (csőből vagy tömör rúdból) készülnek. A végükhöz csatlakozó összekötő vezetékek 1,5...3 mm átmérőjű alumínium huzalok lehetnek. Az elemek tartói megfelelő könnyűfém csőből vagy körülbelül 30 × 30 mm keresztmetszetű falécekből is összeállíthatók. A meandervonal szárai középpontjukban fémesen össze vannak kötve az antennaelemek tartójával. A fából készített tartókon fémszalag is szükséges, hogy fémesen lehessen összekötni egymással a szárak középpontjait. A 26.32. ábrán jól láthatjuk, hogy csak a két antennastruktúrát szigetelik el egymástól merevítő falécek.

A 26.30. ábra szerinti antennából szerkezeti egyszerűsítéssel jött létre a nagyjából ugyanolyan hatékony, háromszögfogazású, logaritmikusan periódusos antenna (26.33. és 26.34. ábra). A logaritmikusan periódusos V-antennák megismerésére irányuló tájékozódó kísérletekhez ez a változat különösen nagyon alkalmas, mert rézhuzalból állíthatjuk össze, és a huzalt valamilyen megfelelő faállványra szerelhetjük. A háromszög alakban vezetett huzalok a kereszteződési pontokban itt is fémesen csatlakoznak a hossztartóhoz. Ebben a



26.33. ábra. Logaritmikusan periódusos félsugárzó háromszögfogakkal. $\alpha=60°$, $\tau=0{,}84$, $\psi=45°$



26.34. ábra. Logaritmikusan periódusos félsugárzó háromszögfogakkal. $\alpha=75°$, $\tau=0{,}71$, $\psi=45°$

26.5. táblázat. A 26.34. ábra szerinti logaritmikusan periódusos antenna méretei (a sávszélesség 48 MHz-től 230 MHz-ig)

1. elem: 1750 mm	I. szakasz: 1850 mm
2. elem: 1240 mm	II. szakasz: 1310 mm
3. elem: 880 mm	III. szakasz: 925 mm
4. elem: 620 mm	IV. szakasz: 655 mm
5. elem: 440 mm	V. szakasz: 462 mm
6. elem: 310 mm	VI. szakasz: 327 mm
7. elem: 220 mm	VII. szakasz: 231 mm
8. elem: 155 mm	VIII. szakasz: 163 mm
9. elem: 110 mm	
10. elem: 176 mm	

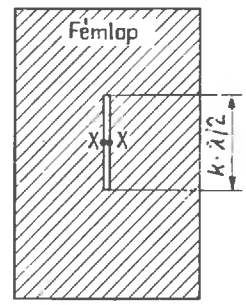
változatban is, akárcsak a meander alakú antennaelemeket tartalmazó megoldásban, két struktúrát kell V-szerűen, $\psi \geqq 45°$ szögben összeépíteni.

A 26.33. ábra szerinti antenna nagyobb nyereségű, mint a 26.34. ábra szerinti, mert kisebb az α nyílásszöge és sűrűbben tartalmaz antennaelemeket ($\tau = 0{,}84$). A struktúra a kívánt frekvenciasávnak megfelelően tetszés szerint rövidíthető. Csak arra kell ilyenkor ügyelni, hogy a leghosszabb szár legalább akkora legyen, mint a legnagyobb hullámhossz fele. Ha például elhagyjuk a 26.33. ábrán az 1—2 és a 2—3 szárat, a 3—4 szár (1980 mm) maradna a leghosszabb elem. $\lambda/2$-re vonatkoztatva a legkisebb frekvencia ezek szerint 76 MHz. A sávszélesség ezáltal 76 MHz-től 230 MHz-ig terjedne. A 26.34. ábra szerinti antenna ugyanezzel az eljárással 100 MHz-től 230 MHz-ig terjedő sávra tenne szert, mert a 3—4 szár itt csak 1 500 mm.

A 26.33. ábra szerinti antennastruktúrára vonatkozólag a 26.4. táblázatban közöljük a hosszméreteket és távolságokat, míg a 26.34. ábrának megfelelő síkstruktúra méreteit a 26.5. táblázat foglalja magában.

26.4. Résantennák

Ha egy nagy fémlemez közepéből kivágjuk a 26.35. ábra szerinti $\lambda/2$ hosszúságú sávot, az így keletkező rést sugárzónak használhatjuk. Ezt a rést, amelynek a hosszához képest nagyon keskenynek kell lennie, a hosszabbik oldala közepén levő XX pontokban gerjesztjük.



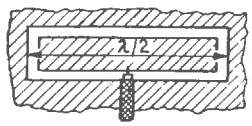
k = rövidítési tényező
XX = betáplálási pont,
≈ 485 Ω

26.35. ábra. A síkfelületű réssugárzó

A résnek ugyanolyanok a sugárzási tulajdonságai, mint a félhullámú dipólusnak, de megfordul a mágneses és elektromos térerősség-összetevők eloszlása. Ennek következtében a sugárzási polarizációs síkok is felcserélődnek. A függőleges rés vízszintes dipólusként sugároz, a vízszintes résnek viszont függőleges a polarizációja. A nagyon keskeny rés bemeneti impedanciája a középső XX táppontban körülbelül 485 Ω. A rés kiszélesítésével megnő a talpponti ellenállás. Ez a jelenség ellentétes a rúd alakú dipólus viselkedésével. Ugyanakkor azonban a rést is, akárcsak a a normális dipólust, a félhullámhoz képest meg kell egy kissé rövidítenünk ahhoz, hogy rezonanciába hozhassuk. A szélesebb rést nagyobb mértékben kell megrövidíteni, mint a keskenyebbet.

A réssugárzót a rés közepén szimmetrikusan tápláljuk. A 26.35. ábra szerint egy kereken 500 Ω hullámellenállású szimmetrikus kettősvezetéket impedanciahelyesen lehetne az XX ponthoz csatlakoztatni. Ez a vezeték azonban nagyon nehézkes volna, mert a két huzal közötti távolságnak körülbelül harmincszor nagyobbnak kellene lennie a huzalok átmérőjénél (lásd az 5.4. ábrát).

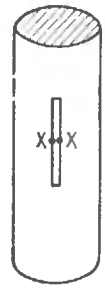
Minthogy azonban a végek felé csökken az ellenállás, magát a rést is fel lehet használni impedanciatranszformálásra. Ha az XX táppontokat eltoljuk középről a rés valamelyik vége felé, kisebb talpponti ellenállást kapunk. Ez az eltolás a sugárzási viszonyokat csak lényegtelenül változtatja meg. A dipólusok analógiájára a réssugárzó sávszélességét is kiszélesítéssel, különösen pedig a résvégek szélességének növelésével lehet megnövelni.



26.36. ábra. Összehajtott réssugárzó

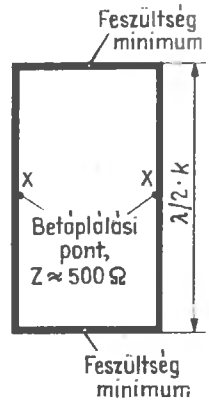
Ha a 26.36. ábra szerint hajlított dipólus alakúra képezünk ki egy résantennát, a bemeneti impedancia 4 : 1 arányban csökken. Az ilyen hajlított rést most már — mint az ábrán is láthatjuk — 75 Ω hullámellenállású koaxiális kábellel lehet gerjeszteni. A normális dipólushoz képest ez esetben is ellentétes viselkedést tapasztalunk, hiszen a dipólus, ha hurok alakúra képezzük ki, 1 : 4 arányban megnöveli az impedanciáját.

Az iparszerűen használt rádióállomások vonatkozásában különösen a csőfelületű réssugárzónak van gyakorlati jelentősége. E célra úgy kell behajlítani a fémlemezt, hogy cső legyen belőle, és ennek falában legyen a függőleges rés (26.37. ábra). Ez a függőleges rés vízszintesen körsugárzó, függőlegesen pedig nyalábolja a sugárzást. A talpponti ellenállás a csőfelület kialakításával 600...1000 Ω-ra nő meg. Ha több ilyen rést emeletesen egymás fölött helyezünk el, a vízszintes körsugárzás megmarad, a függőleges nyílásszög pedig kisebb lesz.



26.37. ábra. Cső alakú réssugárzó

A tápvezetéket a cső belsejében lehet a rés csatlakozási pontjához vezetni. A csőfelületű résantenna nagyon stabil felépítést és többnyire öntartó szerkezetet eredményez. A szélellenállás nagyon kicsi, de a nyitott résre helyezett műanyag borítással még tovább csökkenthető. A sugárzási tulajdonságok is sok esetben kedvezőek a rádiószolgálatban, úgyhogy a csőfelületű réssugárzó különböző változatokban nagyon elterjedt a méteres és a deciméteres hullámok tartományában.



26.38. ábra. Vázszerű résantenna

A rés körüli fémfelület folyamatos csökkentésével végül már csak egy keskeny szegély marad meg belőle, és még mindig megfigyelhetők rajta a síkfelületű réssugárzók jellegzetes tulajdonságai.

A 26.38. ábrán ilyen vázszerű rést láthatunk. Az antennabarkácsolók körében valamikor nagy tekintélye volt, mégpedig elsősorban azért, mert a közleményekben valószínűtlenül nagy nyereségadatokkal népszerűsitették. Érthető, hogy sokan akartak építeni maguknak egy olyan nagy teljesítőképességű antennát, amely a szokásosnál sokkal kevesebb anyagot és helyet igényel, ezért sokan megpróbálkoztak a vázszerű réssugárzóval. Miután kiderült, hogy a vázsugárzó sem csodaantenna, nagyon lecsillapodtak körülötte a kedélyek. Seefried gondos mérései arra az eredményre vezettek, hogy a vázantenna körülbelül ugyanazt nyújtja, mint az egyszerű, egyenes félhullámú dipólus. Az utóbbihoz képest semmilyen antennanyereség nem volt mérhető. Kereken 500 Ω bemeneti ellenállása igen nagy érték, és részben megnehezíti a tápvezeték kifogástalan illesztését. Ez is az egyik oka lehet az ezzel az antennával lefolytatott kísérletek alkalmi kudarcainak.

A vázantennának tulajdonított, fizikai szempontból lehetetlen tulajdonságok még nem jelentik azt, hogy valamilyen használhatatlan sugárzóról van itt szó. Újabban például szívesen és jó eredményekkel alkalmazzák mint gerjesztőelemet az emeletes Yagi-antennákban (lásd a 22.4.3. és a 22.4.4. pontot).

27.

Rövidhullámú antennatípusok a méteres és a deciméteres hullámok tartományában

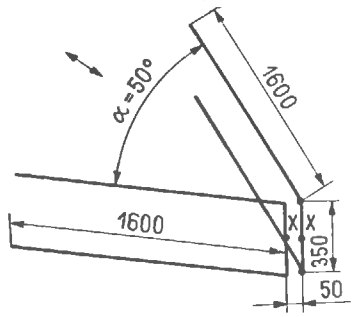
Azt gondolhatnánk, hogy a hosszú huzalantennák és a rövidhullámok tartományában jó eredményekkel használható egyéb antennatípusok méteres és deciméteres hullámokon már nem alkalmasak adásra vagy vételre, mert ezeken az utóbbi frekvenciákon nagyon ritkák. A modelltörvény értelmében nem változhatnak meg az antenna jellemző tulajdonságai, bármilyen frekvenciákon mérjük is őket. Ezért hát bármelyik, jellegzetesen rövidhullámú antennafajta ugyanolyan jól használható az ultrarövid hullámokon is.

A V-sugárzók és a rombuszantennák meghatározott alkalmazási esetekben nagyon célszerűek lehetnek. Megvan az az előnyük, hogy nagy a sávszélességük, de hátrányuk is van, nevezetesen az, hogy forgatható kivitelezésük sok esetben mechanikai nehézségeket okoz. Ezért csak szűkebb határok közé korlátozott irányokban használatos ultrarövid hullámú távolsági összeköttetések létesítésére. Bizonyos vételi helyzetekben mint széles sávú tv-antennák is beválhatnak. A forgatható rövidhullámú antennák közül a méteres hullámokon a cubical quad és a ring beam tett szert bizonyos jelentőségre az amatőr-gyakorlatban.

27.1. Emeletes V-antenna deciméteres hullámokra

A 27.1. ábrán vázlatosan felrajzolt emeletes V-sugárzó a 400 MHz-től 800 MHz-ig terjedő deciméteres hullámokra van méretezve. Ezért ez az antenna jól felhasználható a 70 cm-es amatőrsáv és az egész deciméteres hullámú, IV/V. tv-sáv hullámainak vételére.

Elkészítéséhez két, 10 mm átmérőjű és egyenként 355 cm hosszú, gömbölyű alumínium rúdanyagra van szükségünk. Úgy hajlítsuk be őket, hogy megkapjuk az U alakú, 160 cm szárhosszúságú antennarészeket. Ezután $\alpha = 50°$ nyílásszög-

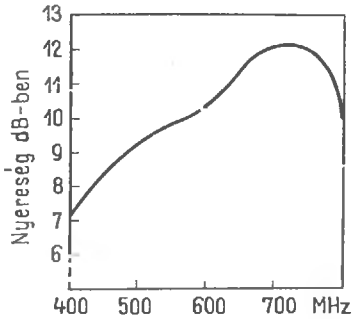


27.1. ábra. Emeletes V-antenna a 400...800 MHz frekvenciasávra

ben, a 27.1. ábrán látható módon úgy szereljük összeezt a két részt, hogy a 35 cm hosszú függőleges szakaszok középvonala közötti távolság 5 cm legyen. E párhuzamos szakaszok geometriai közepén van az XX táppont. Ide egy 240...300 Ω hullámellenállású, szimmetrikus tápvezetékkel lehet csatlakozni. Az antenna felállításához megfelelő faállványt kell konstruálni.

A decibelben kifejezett és a hangolt félhullámú dipólusra vonatkoztatott antennanyereség frekvenciafüggése a 27.2. ábrán látható. E görbe szerint a 70 cm-es amatőrsávon belül átlagosan 8 dB nyereségre lehet számítani; e tartomány frekvenciáira

a szárak hossza kereken 2,3λ. A 21. tv-csatornában (a IV. sávban) már 8,7 dB az antennanyereség, az 50. tv-csatornában pedig (az V. sávban) eléri a 12,2 dB maximumot. E legnagyobb antennanyereség megvalósításához a szárak hossza körülbelül 3,8λ. A sáv végén (a 60. tv-csatornában) újra kisebb értékeket vesz fel az antennanyereség, végül 10,5 dB-re csökken.



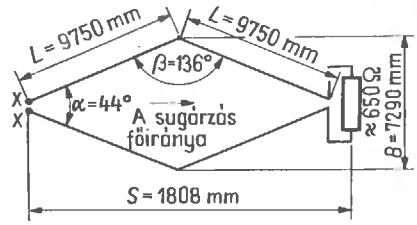
27.2. ábra. A 27.1. ábra szerinti emeletes V-antenna nyereségének frekvenciafüggése (a félhullámú dipólusra vonatkoztatott nyereség dB-ben)

Az $\alpha = 50°$ nyílásszög a 3,8λ hosszúságú szárakhoz tartozó optimum (lásd a 11.13. ábrát), ezért érjük el a 700 MHz körüli tartományban is a legnagyobb antennanyereséget. A szintek közötti távolság a 70 cm-es amatőrsávban legalább λ/2 (35 cm); a sáv végén, a legnagyobb frekvencián kereken 0,85λ. Mivel ez a V-antenna a sávszélesség tekintetében kompromisszumos megoldást képvisel, a megadott munkatartományban számolnunk kell azzal, hogy a frekvenciától függően ingadozni fog a bemeneti impedancia értéke, és az iránydiagramon melléknyalábok jelennek meg.

27.2. Rombuszantennák méteres és deciméteres hullámokra

Az ultrarövid hullámok vételére nagyon gazdaságos megoldás a rögzítetten felszerelt és lezárt rombuszantenna, mert egyszerű rézhuzalból is elkészíthető. Az adáshoz nehezen beszerezhető és költséges lezáróellenállás a vevőantennában egy egyszerű, tekercselésmentes szénrétegellenállás lehet. A sávszélesség szempontjából nem kompromisszumról van szó, hiszen a lezárt rombuszantenna természetes sávszélessége nagyon nagy frekvenciatartományt fog át.

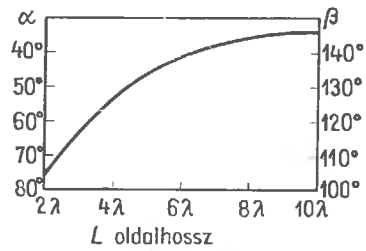
Méteres hullámokon a lezárt rombuszantenna átviteli sávja a méretezési frekvenciában kifejezve a nagyobb frekvenciák irányában körülbelül 40, a kisebb frekvenciák felé pedig 30%-ig terjed. Ezt azt jelenti, hogy például a 140 MHz-re méretezett rombuszantenna 88 MHz-től 196 MHz-ig használható.



27.3. ábra. Rombuszantenna a 130...260 MHz frekvenciatartományra

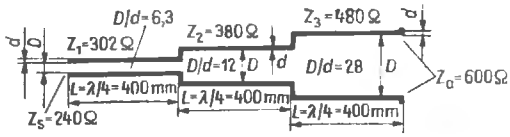
A 185 MHz méretezési frekvenciára optimális méretű, méteres hullámú rombuszantenna vázlatos rajza a 27.3. ábrán látható. Az átfogott frekvenciatartomány körülbelül 130 MHz-től 260 MHz-ig terjed, úgyhogy ezt az antennát a 2 m-es amatőrsáv hullámainak és a III. tv-sáv teljes egészének vételére használhatjuk. Az $L = 6\lambda$ oldalhosszhoz tartozó optimális α nyílásszög 44°. A sugárzási tulajdonságok tekintetében legkedvezőbb α és β nyílásszög a 27.4. ábrán látható módon függ az oldalak L hosszának λ-ban kifejezett értékétől. A 27.3. ábrán megadott méretekkel kereken 21 dB a félhullámú dipólushoz képest a méretezési frekvencián elérhető antennanyereség. Minthogy a rombuszhoz lezáróellenállás is csatlakozik, kisugárzás csak az egyik irányban van (lásd a 12.4. alfejezetet). A lezáráshoz lehetőleg tekercselésmentes szénrétegellenállást kell beszerezni kereskedelmi forgalomban. Az ellenállás nagysága körülbelül 650 Ω legyen (nem kell nagy pontosságra törekedni), terhelhetősége tetszés szerinti lehet.

Az ilyen rombuszantennák XX pontjában a bemeneti ellenállás a frekvenciától és a lezáró-



27.4. ábra. A rombuszantenna optimális α és β nyílásszöge a λ-ban kifejezett L oldalhossz függvényében

ellenállástól függően sajnos 450 és 600 Ω között van, ezért magunknak kell megépíteni hozzá a megfelelő hullámellenállású, kéthuzalos tápvezetéket. A kereskedelmi forgalomban kapható, 240...300 Ω hullámellenállású szalagkábel közvetlen bekötésével illesztési hibát követünk el. A 240 Ω-os szimmetrikus vezeték illesztésére legkedvezőbb megoldás egy széles sávú Collins-transzformátor közbeiktatása. Több negyedhullámú transzformátorból összetett lépcsős transzformátorról van itt szó, ennek ugyanis nagy előnye a széles átviteli sáv. Ha a rombuszantenna bemeneti impedanciáját 600 Ω-nak vesszük, és ezt az értéket 240 Ω-ra akarjuk transzformálni, a 27.5. ábra szerinti elrendezést alkalmazhatjuk.



27.5. ábra. A Collins-féle széles sávú illesztőtranszformátor

Négy fokozatban végezzük el itt a letranszformálást, mégpedig 600 Ω-ról 480 Ω-ra, 480 Ω-ról 380 Ω-ra, 380 Ω-ról 302 Ω-ra, végül 302 Ω-ról 240 Ω-ra. Ezzel az elrendezéssel a Collins-transzformátor 4 : 1 arányú frekvenciatartományt fog át. Az egyes Z_1, Z_2, Z_3 szakaszok különböző hullámellenállásúak, hosszúságuk az antenna közepes üzemi frekvenciájára (a méretezési frekvenciára) vonatkoztatva $\lambda/4$. Esetünkben ez a frekvencia 185 MHz, a megfelelő hullámhossz 1,62 m, tehát a negyedhullámú szakaszok hossza egyenként 400 mm. A különböző hullámellenállásokhoz a 27.5. ábra szerint kell beállítani a D távolság és a d átmérő arányát; egyébként az 5.4. ábráról vettük ezeket az arányokat. A vezetéktranszformátor Z_S végén impedanciahelyesen csatlakoztathatjuk a 240 Ω-os vezetéket.

Az ilyen széles sávú transzformátorok minden előírt impedanciaarányra és bármilyen frekvenciára megépíthetők, ha mechanikailag még előállíthatók a kívánt hullámellenállások. Minél több fokozatból állítjuk össze a transzformátort, annál szélesebb az átviteli sáv. A fokozatok n számától függő r transzformálási arány az

$$r = n\sqrt{\frac{Z_A}{Z_S}} \qquad (27.1)$$

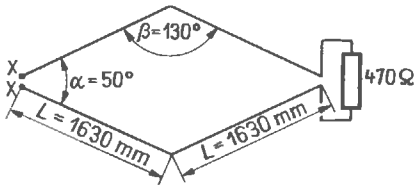
képletből számítható, amelyben n a transzformátorfokozatok száma; Z_A az antenna tápponti impedanciája; Z_S pedig a transzformáló vezeték végén megkövetelt csatlakozási impedancia. A 27.5. ábrán közölt példánkban

$$r = 4\sqrt{\frac{600}{240}} = 4\sqrt{2{,}5} = 1{,}26.$$

Az egyes negyedhullámú szakaszokban szükséges hullámellenállások kiszámított értéke sorra:

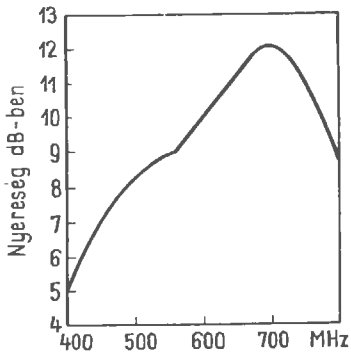
$$Z_1 = Z_S r = 240 \cdot 1{,}26 = 302\,\Omega;$$
$$Z_2 = Z_1 r = 302 \cdot 1{,}26 = 380\,\Omega;$$
$$Z_3 = Z_2 r = 380 \cdot 1{,}26 = 480\,\Omega.$$

A $Z_{3r} = 480 \cdot 1{,}26 = 604\,\Omega$ eredmény figyelembevételével e vezeték végén elérjük a kereken 600 Ω antennaimpedanciát.



27.6. ábra. Rombuszantenna a 400...800 MHz UHF-tartományra

A deciméteres hullámokra egyszerű rombuszantennát látunk a 27.6. ábrán. α nyílásszöge 50°, lezáróellenállása 470 Ω. A rombuszantennákkal kapcsolatban aránylag kicsi ez a lezáróellenállás, itt azonban azért volt rá szükség, hogy minél kisebb lehessen a bemeneti impedancia (körülbelül 400 Ω-ot érünk el). Ezáltal 300 Ω-os szimmetrikus vezetékkel táplálhatjuk az antennát, és az állóhullámarány az egész tartományban $< 2 : 1$. Az antennanyereség a 27.7. ábra szerint változik a vételi frekvenciával.



27.7. ábra. A 27.6. ábra szerinti UHF-antennanyereség a frekvencia függvényében (a félhullámú dipólusra vonatkoztatott nyereség dB-ben)

A 27.1. ábra szerinti V-antennához hasonlóan ez a rombuszantenna is felhasználható emeletes rendszerekben. A szintek közötti távolságnak ebben az esetben is 350 mm-nek kell lennie. A lezáróellenállásokat meg kell növelni körülbelül 600 Ω-ra, hogy a középső táppontban 240...300 Ω nagyságú szimmetrikus csatlakozási impedanciát kaphassunk.

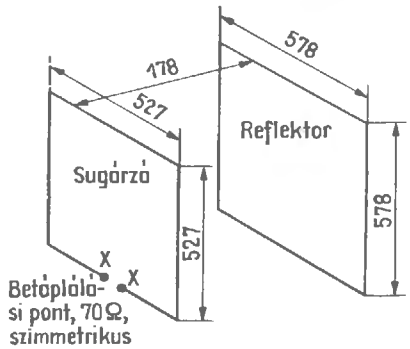
Minden lezárt rombuszantenna adásra is felhasználható, ha a nagyfrekvenciás adóteljesítménynek legalább a felével lehet terhelni a lezáróellenállást.

27.3. Az ultrarövid hullámú cubical quad

A cubical quad fő előnye, hogy kis helyet foglal el, antennaelemei a költséges csövek helyett egyszerű huzalokból is elkészíthetők, és nem utolsósorban az is, hogy az egyszerű cubical quad egyúttal már emeletes antennarendszer, és ennek megfelelően jó irányhatást ad a *H* síkban. Ezért vételben nem olyan érzékeny a gyújtószikrával előidézett zavarokra, mint a vele egyenértékű egyszintes Yagi-antenna.

27.3.1. Az egyszerű cubical quad

Hordozható és járműre szerelt állomásokhoz jól használható a 27.8. ábra szerinti egyszerű cubical quad. Az újabb vizsgálatok egybehangzóan



27.8. ábra. Cubical quad a 2 m-es sávra

arra az eredményre vezettek, hogy az általános érvényességű elmélettel ellentétben sugárzási rezonancia következik be minden olyan esetben, amikor a táplált quadelem teljes kerülete körülbelül 1,5%-kal nagyobb 1λ-nál. E tény ismeretében ma már olyan quadantennákat tudunk szerkeszteni, amelyek önmagukban minden külön hangolt csonk nélkül is rezonanciába hozhatók.

A 27.8. ábra szerinti, 2 m-es cubical quad táplált elemének teljes kerülete az 527 mm-es oldalhossznak megfelelően 2108 mm. Ezekkel a méretekkel a rezonanciafrekvencia 144,5 MHz. A reflektorelem kerülete 2312 mm, tehát egy-egy oldala 578 mm. A sugárzó elem 178 mm-re, vagyis körülbelül 0,08λ távolságra van a reflektortól, az ennek megfelelő tápponti impedancia közelítőleg 70 Ω nagyságú.

Az antennanyereség ez esetben körülbelül 5 dB, az előre- és a hátrasugárzás aránya hozzávetőlegesen 13 dB. A 144,5 MHz rezonanciafrekvencián mért legkisebb állóhullámarány 1 : 1,035. A sáv szélén, a legnagyobb 146 MHz frekvencián ez az arány 1 : 1,23 maximumot ér el.

A tápláláshoz tetszés szerinti hosszúságú, 70 Ω hullámellenállású (például 70-10-1 típusú) koaxiális kábelt lehet felhasználni, de gondoskodni kell a táppontban a kábel szimmetrizálásáról. Erre az utóbbi célra jól beválik a 7.2. alfejezet szerinti, Pawsey-féle szimmetrizáló tag. 60 Ω-os kábel is megfelel mint tápvezeték, de ekkor egy kissé nagyobb állóhullámarányra kell számítani.

A méteres hullámok tartományában tetszés szerinti más rezonanciafrekvenciákra a következő képletekkel lehet átszámítani ezt az antennarendszert:

A táplált antennaelem

$$\text{teljes kerülete} = \frac{304\,635}{f}; \qquad (27.2)$$

$$\text{oldalhossza} = \frac{76\,150}{f}. \qquad (27.3)$$

A reflektorelem

$$\text{teljes kerülete} = \frac{334\,000}{f}; \qquad (27.4)$$

$$\text{oldalhossza} = \frac{83\,500}{f}. \qquad (27.5)$$

A sugárzó és a reflektor közötti távolság 70 Ω talpponti ellenállás eléréséhez $= \frac{25\,720}{f}$. (27.6)

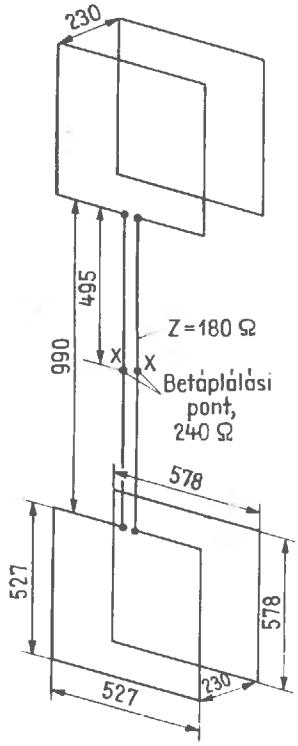
A fenti képletekben a hosszméret mindenhol milliméterben, az *f* frekvencia pedig megahertzben értendő.

A sugárzó és reflektor közötti távolság növelésével növekszik a talpponti ellenállás és az antenna-

nyereség. A maximum akkor következik be, ha a távolság 0,2λ. A cubical quad antennára további részleteket a 15.1. alfejezet tartalmaz.

27.3.2. Az emeletes cubical quad

Az előbbiekben ismertetett egyszerű quadantennákból mint alapelemekből akárhányszintes emeletes antennákat vagy csoportszerű quadkombinációkat lehet összeállítani. A függőleges irányban egymás fölé helyezett szintek közötti távolságnak nem szabad λ/2-nél kisebbnek lennie. Még kedvezőbb az 5λ/8 emeletmagasság. Ami az emeletes és a csoportos antennarendszerek fázishelyes táplálását illeti, ezt már elmagyaráztuk a 23.1. alfejezet-



27.9. ábra. Emeletes cubical quad a 2 m-es hullámsávra

ben. Ezért a 27.9. ábrán a sok közül csak egy lehetséges táplálási módot adunk meg. A cél itt az, hogy az *XX* táppontban tetszés szerinti hosszúságú és 240 Ω hullámellenállású (például 240 A 4—1 típusú), ultrarövid hullámú szalagkábellel lehessen táplálni a rendszert. Szükség esetén egy félhullámú balun is csatlakoztatható a 7.5. alfejezet szerint az *XX* tápponthoz, és ebben az esetben akármilyen hosszú 60 Ω-os koaxiális kábel lehet a tápvezeték. A sugárzó és reflektor közötti távolság mindkét quadrendszerben a 27.8. ábrától eltérően 230 mm, vagyis 0,11λ. Az erre a távolságra érvényes átszámítási képlet:

$$0{,}11\lambda \text{ távolság} = \frac{33\,000}{f}, \qquad (27.7)$$

ahol a távolság mm-ben, az *f* frekvencia MHz-ben értendő.

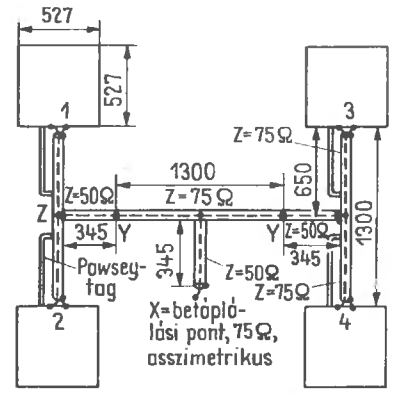
A két rendszert egy 990 mm hosszú, 180 Ω hullámellenállású, kéthuzalos vezeték köti össze egymással. Ezt a vezetéket úgy kell felszerelni, hogy a vezetők egymás közötti *D* távolságának és *d* átmérőjének az aránya 2,5 : 1 legyen (lásd az 5.4. ábrát). E kéthuzalos vezeték geometriai közepén van az *XX* táppont, amely szimmetrikus, és amelynek impedanciája 240 Ω.

Az elrendezés antennanyeresége félhullámú dipólusra vonatkoztatva 7,5 dB. A kereken 2,5 dB többletet kizárólag a függőleges síkban elért nyalábolás eredményezi, a vízszintes síkban megmarad az egyszerű quad sugarának szélessége.

Az antenna méretezése 144,5 MHz rezonanciafrekvenciára vonatkozik, az állóhullámarány a 2 m-es sáv teljes szélessége mentén 1 : 1,2 alatt van.

27.3.3. Quadcsoport a 2 m-es sávra

A 27.10. ábra szerinti quadcsoport igen nagy teljesítőképességű antenna, nyeresége körülbelül 11 dB. Itt négy szokásos cubical quad alkot egy csoportantennát. A jobb áttekintés érdekében a reflektornégyzeteket nem rajzoltuk be a 27.10. ábrán. A reflektortávolságok és -méretek ugyanazok, mint a 27.9. ábrán.



27.10. ábra. Egy quadcsoport vázlatos rajza (a reflektorok feltüntetése nélkül; lásd a 27.9. ábrát)

Műszaki szempontból e megoldásnak az az érdekessége, hogy a gerjesztés kizárólagosan csak koaxiális kábelek útján jön létre. Mivel váltakozva 75 és 50 Ω hullámellenállású kábeldarabokat kötünk össze egymással, megfelelő koaxiális csavarkötésekről vagy T-tagokról is kell gondoskodnunk. Az ilyen koaxiális szerelvények sajnos nagyon költségesek. Egy kis ügyességgel azonban a gyakorlott barkácsoló is képes lehet arra, hogy külön amatúrák nélkül is kifogástalanul és jó fémes érintkezéssel összeforrasszon különböző hullámellenállású koaxiális kábeldarabokat. Különösen fontos itt, hogy az időjárási hatások ellen gondosan védjük meg a kötési helyeket.

Az egyes quadrendszerek ugyanazok, mint a 27.8. ábrán. A különbség mindössze az, hogy a sugárzó és reflektor közötti távolság a 27.9. ábrának megfelelően 230 mm. A talpponti ellenállás mindkét rendszerben szimmetrikus és 75 Ω nagyságú. Hogy 75 Ω hullámellenállású, de aszimmetrikus koaxiális kábellel is csatlakozhassunk, mindegyik talppont egy Pawsey-féle szimmetriaátalakítót is kap (lásd a 7.2. alfejezetet).

Az *1* talppontot a *2* talpponttal, a *3* talppontot a *4* talpponttal egy-egy 1300 mm hosszú, 75 Ω hullámellenállású (például 75-4-15 vagy 75-7-8 típusú) koaxiális kábel útján lehet összekötni. Ez a kábel, amelynek hossza fogja megszabni a szintek közötti távolságot, bármilyen hosszú lehet, de ne legyen rövidebb $\lambda/2$-nél, hiszen nem hangolt vezetékről van szó.

A függőleges összekötő vezetékeket geometriai középpontjukban megcsapoljuk. Ebben a pontban párhuzamosan vannak kapcsolva egymással a bemeneti impedanciák, vagyis a két összekapcsolt rendszerhez tartozó impedanciák, ezért a csatlakozási impedanciának csak a fele jelenik meg (37,5 Ω). Emiatt a leágazó vezetékbe beiktatunk egy koaxiális negyedhullámú transzformátort, és ennek végén újra 75 Ω-ot kapunk. A negyedhullámú tápvonaldarab hullámellenállásának 50 Ω-nak kell lennie. A transzformátor egy 50 Ω-os (például 50-3-1 típusú) koaxiális kábel 345 mm hosszú szakaszából áll, magát a hosszt 0,66 rövidülési tényező figyelembevételével állapítottuk meg ($0{,}66 \cdot \lambda/4$).

A két *Y* pontban most újra 75 Ω az ellenállás, úgyhogy összekötő vezetékük tetszés szerinti hosszúságú, 75 Ω hullámellenállású koaxiális kábel lehet. Ezáltal a két emeletes elrendezésű szakasz vízszintes távolságát is szabadon választhatjuk meg. A most tárgyalt esetben 1300 mm a kábel hossza, úgyhogy az oldalsó távolság 1λ. Ennek az összekötő vezetéknek a geometriai középpontja alkotja a teljes quadcsoport középső táppontját. Itt is párhuzamosan kapcsolódik a jobb oldali 75 Ω-os szakasz a bal oldali 75 Ω-os szakaszhoz, tehát az eredő ellenállás a csatlakozási pontban 37,5 Ω. Minthogy a rendszert tetszés szerinti hosszúságú, 75 Ω hullámellenállású koaxiális kábel útján kell táplálni, még egy negyedhullámú transzformátort iktatunk be. Ugyanolyan jellegű, 50 Ω hullámellenállású transzformátor kerül ide is, mint amilyen az *Y*—*Z* pontokhoz csatlakozik. Ily módon *X* a 75 Ω-os tápkábel csatlakozási pontja.

A vezetékek kialakításához az elosztó rendszerben három, egyenként 1300 mm hosszú és 75 Ω hullámellenállású koaxiális kábelre és három, egyenként 345 mm hosszú, 50 Ω hullámellenállású kábeldarabra van szükség.

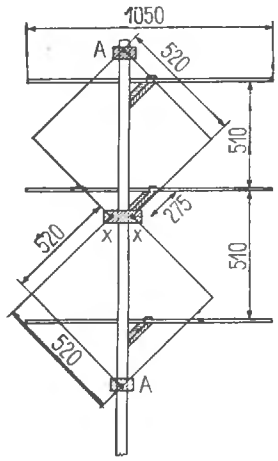
Az antenna helyes működtetéséhez azonos fázisban kell táplálni az egyes szakaszokat. Ez azt jelenti, hogy az 1, 2, 3, 4 talppontokban mindenhol ugyanahhoz az oldalhoz csatlakoztatjuk a kábeleret; például a bal oldali ponthoz csatlakoztatjuk a kábel belső vezetőjét (mint a 27.10. ábrán). Az egyes kábeldarabokat mechanikailag és elektromosan kifogástalanul kell bekötni. Gondosan ügyeljünk arra, hogy az összekötési pontokban és a leágazásokban ne legyen szakadás a koaxiális kábelek külső vezetőjében. A forrasztási munkák elvégzése után ajánlatos kiönteni valamilyen sűrűn folyó ragasztóanyaggal (műanyaggal) a szétválasztási helyeket, utána pedig jól tömítő betekercseléssel és lakkozással védjük meg az összekötési pontokat a nedvesség behatolása ellen. A koaxiális kábelek teljesen érzéketlenek a külső hatásokra. Bilincsekkel rögzíthetők a tartóállványon.

E 144,5 MHz-re méretezett antenna sávszélessége közelítőleg 3 MHz; az állóhullámarány a 2 m-es sáv teljes egészében 1 : 1,5 alatt van. A hátrasugárzási csillapításra megadott érték körülbelül 18 dB.

27.3.4. Hibrid kettős quad DL 7 KM szerint

A cubical quad egyik érdekes változatát kifejlesztő DL 7 KM hibrid kettős quadnak nevezte el. A 2 m-es és a 70 cm-es sávban nagyon jól bevált ez az antenna. Mint a 27.11. ábrán látjuk, a táplált antennaelem itt egy kettős quadhurok, a négyzet oldalhossza 520 mm, és egymás felett két csúcsra állított huzalnégyzet helyezkedik el. A táppont a

rendszer közepén, a két hurok összekötési helyén van, és ebben a felépítésben kereken 60 Ω szimmetrikus tápponti ellenállást kapunk. Ebben a quadváltozatban elsősorban az tűnik fel, hogy hianyoznak az egyébként szokásos reflektorhurkok, és három hangolt, egyenként 1052 mm hosszú reflektorrúd helyettesíti őket. Ezáltal egyszerűsödik a szerkezeti felépítés, és DL 7 KM tapasztalatai szerint javulnak az antenna tulajdonságai. A reflektorok helyzetét, egymás közötti távolságát és a táplált antennaelemtől számított távolságát nagyon pontosan kell beállítani. A középső reflektor pontosan az *X*—*X* táppont magasságában van, felette és alatta 510 mm köz betartásával helyezkedik el a másik kettő. A quad-elem mögött 275 mm ($\approx 0{,}13\lambda$) távolságban van rászerelve egy-egy tartószerkezetre a három reflektor. Mindegyik 10 mm átmérőjű hengeres tömör rúdból vagy csőből készül.



27.11. ábra. Hibrid kettős quad DL 7 KM szerint

A kettős quadhurok elkészítéséhez DL 7 KM 4,16 m hosszú és 16 mm² keresztmetszetű csupasz rézhuzalt használt fel. Úgy hajlította be a huzalt, hogy 520 mm legyen az oldalhossz. A kettős négyzet alakú antennaelem A csúcsai leföldelhetők volnának, de kiderült, hogy a feszültségminimumok nincsenek mindig pontosan a csúcsokban, és a frekvencia átváltásakor is kissé eltolódnak. A mesterséges földelés növeli a csillapítást és ennek következtében csökkenti az antennanyereséget. Ezért kellett műanyag tömbök alkalmazásával elszigetelni az A pontokat a fémes tartóoszloptól.

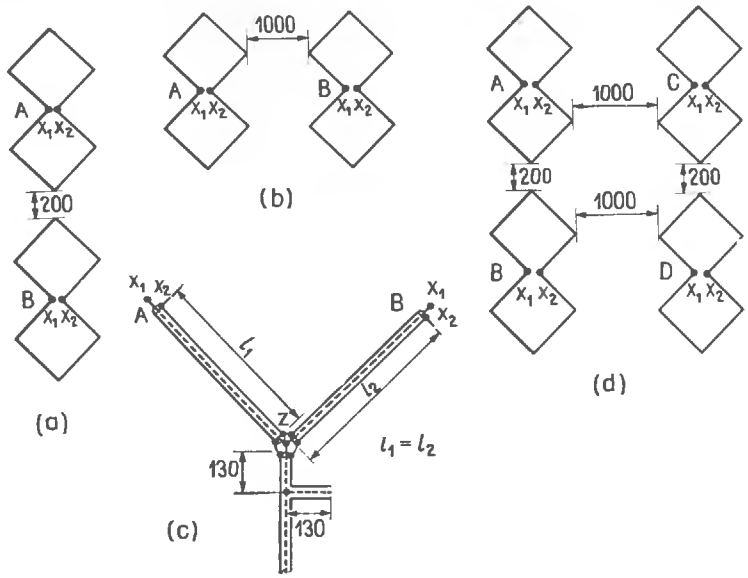
Az X—X táppont földszimmetrikus, úgyhogy az aszimmetrikus 60 Ω-os koaxiális kábelt csak valamilyen szimmetriaátalakító közbeiktatásával lehet csatlakoztatni. Jól használható erre a célra a 7.2. alfejezetben ismertetett módon nagyon egyszerűen felépíthető Pawsey-féle szimmetrizáló tag vagy a 7.3. alfejezet szerinti EMI-hurok. A gyakorlati kutatások szerint azonban el is hagyható teljesen a szimmetriaátalakító. Közvetlen aszimmetrikus táplálással is csak elhanyagolható mértékben torzul el a sugárzási diagram, és egy esetben sem volt tapasztalható nagyfrekvencia a kábelköpenyen. Ez a jelenség a méteres és a deciméteres hullámok tartományában feltételezhetően annak a gyakorlati ténynek tulajdonítható, hogy a szükséges tápkábel itt elektromosan több hullámhossznak felel meg. Az aránylag nagyon hosszú tápvezetékeken látszólag olyan nagy mértékben csillapodnak a meglevő aszimmetriák, hogy nem zavarhatnak.

Ha a 2 m-es hibrid kettős quad minden megadott méretét 3-mal osztjuk, a 70 cm-es amatőrsávban kapunk rezonanciát. Deciméteres hullámokon is nagyon jó eredményeket sikerült elérni ezzel az antennafajtával.

DL 7 KM $s = 1{,}1$ állóhullámarányt ért el a tápvezetéken, és a hátrasugárzásban 28 dB csillapítást mért. Az antennanyereségre nem ismeretesek még pontos mérési eredmények, elméletileg körülbelül 8 dB-t lehet elérni ezzel a felépítéssel. A vízszintes síkban kereken 75° nyílásszög kételemes antennának felel meg, a függőleges síkban körülbelül 60° lehet ez a szög.

A viszonylag csekély ráfordítás és a kis szélnyomás folytán csoportantennákban is nagyon jól felhasználható ez a hibrid kettős quad.

A 27.12. ábrán vázlatosan felrajzolt antennacsoportok eddig már jó eredményeket hoztak a 2 m-es és a 70 cm-es sávban. A 27.12.(a) ábrán bemutatott, függőlegesen egymás fölé helyezett kettős csoportban az emeletes elrendezés elméletileg 3 dB-lel növeli meg a különálló rendhez viszonyítva az antennanyereséget. A vízszintes síkban az emeletes elrendezés nem változtatja meg a nyílásszöget, vagyis ez a szög továbbra is 75°, míg a függőleges síkban körülbelül 30°-ra csökken. Ugyanilyen többletnyereséget kapunk a vízszintes sorban elhelyezett kettős csoporttal is [27.12.(b) ábra]. Az utóbbi változatban 38°-ra csökken a vízszintes nyílásszög, a függőleges nyílásszög viszont 60° marad. Az ilyen kettős csoportok legkedvezőbb táplálási lehetőségét a 27.12.(c) ábrán láthatjuk. Az A és a B rendszerből tetszés szerinti hosszúságú, 60 Ω hullámellenállású l_1, és l_2 koaxiális kábellel lehet csatlakozni a középső *Z* összekötő ponthoz. Ügyelni kell



27.12. ábra. Antennacsoportok kialakítása hibrid kettős quad rendszerekkel (az ábrákon csak a táplált antennaelemeket rajzoltuk meg):
(a) kettős csoport emeletes elrendezésben; (b) kettős csoport egyetlen vízszintes sorban; (c) táprendszer a kettős csoportokhoz; (d) egy négyes csoport kialakítása

arra, hogy l_1 és l_2 pontosan egyforma hosszú legyen, a kábelek belső vezetőjét az X_1, külső vezetőjét pedig az X_2 ponttal kell összekötni. A Z ponthoz csatlakozik a szorosabb értelemben vett 60 Ω-os tápkábel is, itt kötjük össze egymással a kábelek három külső és három belső vezetőjét. Minthogy az A és a B rendszer a Z pontban párhuzamosan csatlakozik egymáshoz, eredőül itt 30 Ω impedanciát kapunk. Ezt az értéket a 6.6. alfejezet szerinti negyedhullámú illesztővezetékkel feltranszformáljuk a 60 Ω-os tápkábel hullámellenállására.

A 6.13. ábra szerint ebben az alkalmazási esetben a Z ponttól 0,095λ távolságban egy szintén 0,095λ hosszú nyitott illesztővezetékre van szükség. Ebben a koaxiális megoldásban a kábel rövidülési tényezőjét 0,66-nak vesszük, ha a dielektrikum teljesen kitölti a szigetelési teret. A nyitott illesztővezeték hossza és távolsága ezek szerint 0,095λ · 0,66 = 130 mm. Az illesztővezeték részére létesített megcsapolási pontban összekötjük a belső vezetőt a belső vezetővel és a külső vezetőt a külső vezetővel. Minden összekötési pontot és az illesztővezeték nyitott végét is az időjárási hatások elleni védelmül kiöntőmasszába kell beágyazni.

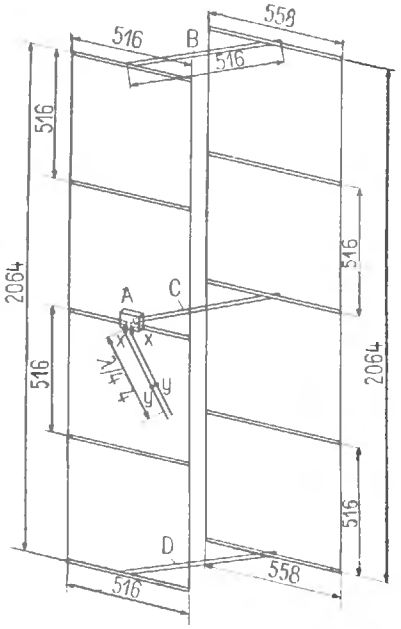
A két kettős csoportból összeállított négyes csoportra [27.12.(d) ábra] szintén roppant egyszerű gerjesztési lehetőségeink vannak. Itt is kizárólag csak 60 Ω-os koaxiális kábeleket használunk fel, és a 23.16.(b) vagy (c) ábra szerinti kapcsolást alkalmazzuk. A táprendszer ugyanaz, mint amelyet a 23.4.3. pontban a HB 9 CV-féle csoporttal kapcsolatban már részletesen ismertettünk. Ezzel a négyes csoporttal 14 dB nyereséget érhetünk el, a nyílásszög nagysága a vízszintes síkban körülbelül 38°, a függőleges síkban pedig 30°.

27.3.5. A négyes quadsorozat

Egy további quadváltozatot DL 6 DW dolgozott ki. Mint a 27.13. ábrán látjuk, négy, emeletesen elrendezett, vízszintesen polarizált cubical quad rendszerről van szó. A szintek közötti optimális távolság elhanyagolásával itt csak az volt a fontos, hogy ebből a quadcsoportból kifejezetten a hordozható állomásokhoz egy különösen kis súlyú és könnyen szétszerelhető vagy teljesítőképességű antenna jöjjön létre.

A függőleges szakaszok mind litze-huzalból, a vízszintes antennaelemek pedig réz- vagy sárgaréz csőből készülnek (a csövek átmérője 3,5, falvastagsága 0,5 mm lehet). Ha eltávolítjuk az 516 mm hosszú, B, C, D köztartót, a táplált szakaszokat és a reflektorokat könnyen szállítható kötegbe göngyölíthetjük össze.

Kiderült, hogy erre a változatra nem alkalmazható a szokásos quadméretezés, amennyiben valamivel kisebbre kell venni a táplált négyzetek és a reflektornégyszögek méreteit. Rezonanciát akkor kapunk, amikor a táplált négyzetek kerülete pontosan $1{,}0\lambda$, a $\lambda/4$ távolságban levő reflektornégyszögeké pedig $1{,}04\lambda$, de ezeknek az eltéréseknek az okát mind ez ideig még nem sikerült egyértelműen tisztázni. A 27.13. ábrán megadott méretekkel a sáv közepén, 145 MHz-en van a rezonancia.



27.13. ábra. DL 6 DW négyes quadsorozata

Az X—X talppontban várható ellenállást nem adta meg DL 6 DW, minthogy azonban egy nyitott negyedhullámú vezetékkel csatlakozik ide, és az *Y*—*Y* pontban 60 Ω talpponti ellenállást kap, feltételezhetően csak 15 Ω körül lehet az *X*—*X* pontban az impedancia. A mintaantennához a megkövetelt hajlékonyság miatt 240 Ω-os szalagkábelből készült el a nyitott negyedhullámú illesztővezeték. A rövidülési tényező figyelembevételével e vezeték mechanikai hossza körülbelül 420 mm; a 60 Ω impedanciának megfelelő y—y megcsapolás 200 mm-re lehet a nyitott vezetékvégtől. Helyhez kötött berendezéshez merev párhuzamos csövekből építhető meg a negyedhullámú vezeték, és ezeket a csöveket a *C* köztartóra lehet erősíteni. Szimmetriaátalakító nem feltétlenül szükséges; DL 6 DW egy feltekercselt kéthuzalos vezeték alakjában készítette el (lásd a 7.7. alfejezetet).

Összehasonlító mérések alapján DL 6 DW az antennanyereségre hozzávetőlegesen 11 dB, a hátrasugárzási csillapításra pedig 23 dB értéket ad meg. A vízszintes nyílásszögre közölt 75° a különálló quad rendszernek felel meg. A 3.19. ábrából tehát arra következtethetünk, hogy a függőleges síkban 30° a nyílásszög.

27.4. Az ultrarövid hullámú ringbeam

A cubical quad közvetlen leszármazottja a ringbeam, amelyet mint rövidhullámú, irányhatású antennát a 15.2. alfejezetben már ismertettünk. Az ultrarövid hullámok tartományában is jól felhasználható, sőt még csökkennek is a mechanikai nehézségek, amelyeket az egyre kisebb átmérőjű, gyűrű alakú elemek felépítése idézett elő. A sugárzási diagramok, az antennanyereség és a talpponti impedancia tekintetében lényegében ugyanúgy viselkedik az ultrarövid hullámú ringbeam, mint az egyébként hasonló, de a csúcsára állított cubical quad. Így tehát a 15.1. és a 15.2. alfejezetben közölt adatok értelemszerűen az ultrarövid hullámú ringbeamra is érvényesek.

Az ultrarövid hullámú gyűrűs antenna megépítéséhez lehetőleg 8...12 mm átmérőjű könnyűfém huzalt vegyünk, mert ez az anyag annyira stabil, hogy a viharos szelek vagy a zúzmara hatására sem deformálódik. Különösen előnyösnek látszik az a megoldás, mely szerint egy rézhuzalt befűzünk egy megfelelő hosszúságú és hőre lágyuló műanyagból legyártott (például vinidur) csőbe, majd a csövet meleg állapotában behajlítjuk a megkövetelt gyűrű alakra. A csővégeket egymáshoz hegesztjük vagy összeragasztjuk, de előzőleg megfelelő réseket vagy furatokat készítünk a műanyag cső falában, és e lyukakon vagy réseken keresztül kivezetjük a két huzalvéget. Így nagyon könnyű, stabil időjárásálló gyűrűket kapunk. Már az egyszerű gyűrűvel is bőségesen elérhetünk — a félhullámú dipólusra vonatkoztatva — 1 dB antennanyereséget. A talpponti ellenállás 110 Ω, a táplált elem hossza $1{,}03\lambda$.

Ha $0{,}2\lambda$ távolságban egy reflektort is felszerelünk, 5 dB-re nő meg az antennanyereség, és a táppponti ellenállás 60 Ω-ra nagyságrendű lesz. A táplált elemet részben mint kettős menetet is kiképezhetjük. Ebben az esetben $2{,}02\lambda$ hosszúságú veze-

tékre van szükségünk, ebből alakítjuk ki a kétmenetes átmenő tekercset. 0,18λ reflektortávolsággal ekkor jó illesztést kapunk a 240...300 Ω hullámellenállású tápvezetékekre.

A reflektorgyűrű minden esetben egyetlen menetből áll, és kiterített hossza 1,08λ. Nagyon gondosan kell behangolni, mert nagymértékben ettől függ az antenna teljesítőképessége.

A háromelemes, ultrarövid hullámú ringbeamhez 0,17 és 0,22λ közötti reflektortávolság és 0,12 és 0,15λ közötti direktortávolság ajánlható. Az egyszerű sugárzógyűrűvel ellátott ilyen rendszerek talpponti ellenállása nagyságrendben 30 Ω lehet. Ez esetben ajánlatos a 6.4. alfejezet szerinti omegatagon keresztül illeszteni a koaxiális tápkábelt. A direktorgyűrű kerülete 0,95λ (a gyűrű alakú sugárzó vázlatait és megépítési változatait lásd a 15.9. és a 15.10. ábrán).

A következő méretezési képletek a frekvenciára vonatkoznak, és az ultrarövid hullámú gyűrűs antennaelemekre érvényesek.

A táplált antennaelem egyenesbe kifejtett S vezetőhossza:

$$S = \frac{31\,000}{f}. \qquad (27.8)$$

A reflektor vezetőjének egyenesbe kifejtett R hossza:

$$R = \frac{32\,800}{f}. \qquad (27.9)$$

A direktor vezetőjének egyenesbe kifejtett D hossza:

$$D = \frac{28\,500}{f}. \qquad (27.10)$$

Ezekben a képletekben a hosszméretek az f frekvencia MHz-ben értendő.

Képleteink felhasználásával a 2 m-es sávban használható (145 MHz rezonanciafrekvenciájú) ringbeam hosszméretei:

$S = 214$ cm;
$R = 226$ cm;
$D = 196$ cm.

Az ultrarövid hullámú ringbeam kísérleti vizsgálataihoz, a tájékozódásul végrehajtandó kísérletekhez megfelelő méretű játékkarikákra érdemes rászerelni a vezetőket. Fakarikák helyett a műanyagból gyártott és régebben nagyon népszerű hulahoop-karikákat is jól felhasználhatjuk mint hőre lágyuló műanyagot a gyűrű szerint kialakított huzalok merevítésére és tartására.

28.

Amatőrantennák mozgó állomásokhoz

Néha előfordul, hogy átmenetileg tetszés szerint változtatott felállítási helyeken kell üzemben tartani az amatőrállomást. Az ilyen nem helyhez kötött, úgynevezett hordozható állomások különösen a terepversenyeken szükségesek.

A motorizálás további térhódításával egyre nő az olyan rádióamatőrök száma is, akik gépjárműre szerelik hordozható állomásukat; ilyenkor már mozgó állomásról beszélünk. A félvezetők technikájának fejlődése nagyon elősegítette ezt az irányzatot. Elsősorban a hullámterjedési viszonyok miatt, és azért, mert így lehetővé válik a nagy hatótávolságú mozgóantennák készítése. Európában a mozgó állomások főként a 2 m-es sávban működnek. Nem utolsósorban a rókavadászatot is meg kell itt említenünk, amely eleinte még csak játéknak számított, később viszont igen népszerű sportággá nőtte ki magát, és egyenlő mértékben veszi igénybe a műszaki és a testi képességeket. Ezek a különleges alkalmazások olyan antennákat követelnek meg az amatőrállomásokon, amelyek műszaki és mechanikai adataikban lehetőleg jól kielégítik a mindenkori különleges igényeket.

28.1. A hordozható rádióállomások antennái

Normális körülmények között a hordozható állomással olyan felállítási helyet keresünk magunknak, ahol a lehető legkedvezőbb hullámterjedési viszonyokra számíthatunk. Rövidhullámon más szempontok szerint kell kijelölni a felállítási helyet, mint az ultrarövid hullámú üzemben.

A rövidhullámok tartományában különösen azok a kedvező felállítási helyek, ahol jók a terepviszonyok és szabad a közeli környezet. A hegyeken kijelölt felállítási helyek rövidhullámon nem kedveznek az ionoszferikus terjedésnek.

A felállítási hely alkalmasságát elsősorban a talajviszonyok döntik el, különösen ha függőleges sugárzót akarunk alkalmazni. Például a vizek közvetlen környezetében jó kisugárzási viszonyokra számíthatunk. Az egyes fák vagy erdők alig zavarják a rövidhullámok terjedését, a távvezetékek vagy más, nagyobb fémtárgyak közelségét azonban kerülnünk kell.

Az ultrarövid hullámok tartományában, ahol az ionoszféráról gyakorlatilag már nincsenek visszaverődések, a lehető legmagasabb települési hely nyújtja a legkedvezőbb viszonyokat. Ez esetben elsőrangú jelentőségűvé, egyúttal roppant egyszerűvé válik a felállítási hely kijelölése, hiszen a terepviszonyokat nem kell figyelembe vennünk.

A hordozható állomásokhoz minden szokásos rövidhullámú és ultrarövid hullámú antennatípus megfelel, a lényeg csak az, hogy meglegyen vagy meg lehessen teremteni hozzá a felállítás lehetőségét, és ne ütközzön leküzdhetetlen nehézségekbe az antenna részeinek odaszállítása. Minthogy azonban a többnyire rövid idejű üzemhez általában nem érdemes bonyolult antennarendszert építeni, a rövidhullámok tartományában előnyben kell részesíteni a legegyszerűbb huzalantennákat, amelyeknek geometriai hosszát ilyenkor a meglevő kitámasztási pontok (fák stb.) egymás közötti távolsága eleve megszabja.

Az ilyen L vagy T alakú antennákat aszimmet-

rikus Collins-szűrővel lehet rezonanciába hozni. Ezáltal feleslegessé válik a külön tápvezeték, hiszen magát az adót közvetlenül az antenna talppontjában is felállíthatjuk, és a szabad terepen aligha kell számítanunk közeli rádióadók vagy tv-adók zavaró hatására. Ahol jók a talajviszonyok (például tengerparton vagy mocsaras vidéken), a függőleges sugárzókkal kapjuk a legjobb eredményeket erre vonatkozólag (lásd a 19.1. alfejezetet is). Sokszor egy fához köthetjük függőleges vagy ferde negyedhullámú huzalunkat, alsó végét pedig ugyancsak egy Collins-szűrő közbeiktatásával az adó végfokozatához csatlakoztathatjuk. Nagyon kevés amatőrnek van földbe szúrható vagy teleszkópszerűen kihúzható antennaoszlopa, amellyel függetlenítheti magát a természetes felfüggesztési pontoktól, és amely elég magas a rövidhullámú antenna kifeszítésére. Minthogy a hordozható állomásokon elsősorban a felállítási hely kijelölése dönti el a vállalkozás sikerét, általában elegendő a megfelelő mennyiségű antennahuzalról és egy megfelelő Collins-szűrőről gondoskodni. Az antennát ebben az esetben a helyi adottságoknak megfelelően állítjuk fel.

A 2 m-es és a 70 cm-es sávban egyáltalán nem okoz semmilyen antennaproblémát a hordozható állomás. A kis súlyú, szétszedhető Yagi-antennák minden méretben a lehető legjobb eredményekkel használhatók fel. Az antennatartó többnyire egy egyszerű, összetolható csőárboc lehet. Ennek körülbelül 3 m magasnak kell lennie, és egyes csőszakaszokból könnyen összeállíthatjuk.

A kis teljesítményű kézi rádiótelefonok antennáját, a kis távolságú összeköttetések létesítésére, általában a negyedhullámú ostorantennát közvetlenül lehet tűzni a készülékre. Nagyobb hatótávolságot könnyű szerkezetű Yagi-antennával (lásd a 22.2. alfejezetet) vagy HB 9 CV sugárzójával (lásd a 22.1.2. pontot) lehet elérni.

28.2. Rövidhullámú antennák mozgó állomásokra

A gépjárműre szerelt rövidhullámú rádióállomások antennáiban nagyon kicsi a választék. Elsősorban a mechanikailag megrövidített negyedhullámú sugárzó mint függőleges antennarúd jön számításba. Csupán a 10 m-es sávban lehet az ilyen függőleges antennát a teljes geometriai hullámhosszra (kb. 2,50 m-re) venni. Nagyobb hullámhosszakon a közlekedési szabályzat és a józan ész is tiltja a természetes rezonanciahosszt. Ebben az esetben már csak a meghosszabbító tekercs segít, bár ennek megvannak a jól ismert hátrányai, nevezetesen a rossz hatásfok, a keskeny átviteli sáv és a nehézkessé váló táplálás.

28.2.1. A rövidített függőleges sugárzók mechanikai kivitelezése

Az egyik mechanikai nehézséget a vesszőantenna biztos tartása okozza. Rugalmas felerősítésre van szükség, de menet közben nem szabad lengésbe jönnie az antennának. Minthogy általában csak a talppontban lehet felerősíteni, a levegőellenállás itt nagy igénybevételt okoz, és a sebesség növelésével csak fokozódik ez az igénybevétel. Ebből következik, hogy kis légellenállású vékony csőből kell kialakítani az antennát, és a vége felé kúposan elvékonyítani, mert a hosszabb karon nagyobb a légellenállás forgatónyomatéka.

Szilárdsági okokból egydarabból kellene lennie a rúdantennának, ugyanakkor azonban a szétszerelhetőség is kedvező, mert szükség esetén lehetővé teszi a jármű belsejében is a szállítást. Végül az is fontos, hogy könnyen lehessen oldani a talppontban az antenna rögzítését, hiszen ahhoz, hogy behajthasson a kocsi a garázsba, le kell venni előbb az antennát.

A 10 m-nél nagyobb hullámhosszakon mindig szükség van a hosszabbító tekercsre. Stabilitási szempontból a rúd legalsó pontja a legkedvezőbb a tekercs elhelyezésére. Itt azonban — az árammaximum helyén — a legnagyobbak a tekercsveszteségek. A sugárzási ellenállás és ezzel együtt a hatásfok is megnő, ha eltoljuk az antenna csúcsa felé a hosszabbító tekercset. Kedvező kompromisszum a talpponttól $^1/_3$ vagy $^1/_2$ rúdhossznyi távolságban iktatni be a tekercset.

A rövidhullámú autóantenna legkedvezőbb felerősítési helye majdnem mindig a hátsó lökhárító vagy rögzítő kengyele. E résznek megvan a kellő szilárdsága, ezenkívül pedig jó fémes érintkezést lehet itt létrehozni a gépkocsi többi fémrészeivel. A legtöbb esetben azonban döntő jelentősége van annak, hogy ez a felerősítési mód nem okoz sérülést a karosszérián.

Az antennarúd és a felerősítési pont közé ajánlatos beiktatni valamilyen rugózó antennalábat. Jól beválnak erre a célra a motorkerékpárokon használatos lengő nyereg tekercsrugói (a tekercsátmérő körülbelül 30 mm, a huzal átmérője 6 mm

körül). Egy kis mechanikai ügyességgel jól használható rugózó lábat készíthetünk belőlük. A rugalmas felerősítés következtében sokkal kevésbé befolyásolhatják az úttest egyenetlenségei az antennát, mint abban az esetben, amikor mereven rögzítjük. A rugalmasan befogott rúd könnyen enged az akadályoknak, és nem törik le olyan könnyen. Menet közben akkor a legkedvezőbbek az üzemi viszonyok, ha a rugózó lábra szerelt teljes antenna mechanikai rezonanciafrekvenciája körülbelül 1 Hz. Ez esetben a többnyire rövid ideig tartó szapora lökések nem hozhatják mechanikai lengésekbe az antennát, úgyhogy nyugalmi helyzetben marad az antenna még abban az esetben is, ha göröngyös úton halad a kocsi.

A rövidhullámú, függőleges autóantenna mechanikai hossza általában 2,40...3 m. Az antennavessző hagyományos anyaga a fémcső, a gyári autóantennák anyagának minősége nagyon jó. Megfelelő és nem is olyan drága megoldás a szaküzletekben szétszerelhető horgászbot néven kapható vékony, egymásba tolható bambuszpálcák alkalmazása.

Az antennahuzalt a legegyszerűbben ragasztószalaggal rögzíthetjük a bambuszrúdon. Nagyon jól beválnak az üvegszállal erősített poliészter anyagú horgászrudak. Ezek felhasználásával ugyanis a cső belsejében feltűnés nélkül lehet elhelyezni az antennavezetőt. Minthogy a tartó anyaga egyúttal kis veszteségű szigetelő is, a szükséges antennahosszabbító tekercset tekercstartójával együtt közvetlenül ráfűzhetjük az antennarúdra.

Az antennaproblémák mechanikai megoldására természetesen nagyon sok többé-kevésbé használható lehetőség kínálkozik, de itt csak egy részüket ismertethetjük. Az olyan antenna azonban eleve eltéveszti célját, amelynek tetszetős ugyan a külseje és mechanikailag kifogástalan a felépítése, de egyébként is rossz hatásfokát csak tovább rontja a hibás elektromos kivitelezés.

28.2.2. A rövidített függőleges sugárzó elektromos tulajdonságai

A legkedvezőbb hatásfokú autóantenna a 10 m-es amatőrsávban működtetett, negyedhullámú sugárzó, mert kereken 2,40 m mechanikai hosszban mint Marconi-antenna, hosszabbító tekercs nélkül alkalmazható. A szükséges ellensúlyt vagy „földet" a gépkocsi fémes részei és természetes földkapacitásuk alkotják.

Az ilyen negyedhullámú sugárzó elektromos jellemző adatait a 19.2. alfejezetben közöltük. A (19.5) egyenlettel megadott Rüdenberg-összefüggés értelmében az R_S sugárzási ellenállás kereken 40 Ω. Az R_E talpponti ellenállás a (19.6) szerint az R_S sugárzási ellenállás és az R_V teljes veszteségi ellenállás összegével egyenlő. Minthogy a veszteségi ellenállások nem járulnak hozzá a sugárzáshoz, hanem hővé alakítják át a felvett teljesítmény rájuk eső részét, az η hatásfok annál kisebb, minél nagyobb az R_S sugárzási ellenálláshoz képest az R_V veszteségi ellenállás, vagyis

$$\eta = \frac{R_S}{R_S + R_V}. \qquad (28.1)$$

$R_S = 36\,\Omega$ sugárzási ellenállás és $R_V = 12\,\Omega$ teljes veszteségi ellenállás feltételezésével $R_{bem} = 48$ $(R_S + R_V)\,\Omega$ bemeneti ellenállással kell számolnunk. A hatásfok ebben az esetben a (28.1) képletből

$$\frac{36}{36 + 12} = 0{,}75,$$

vagyis 75%.

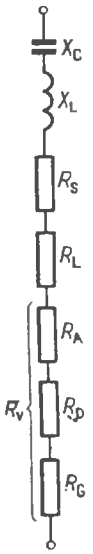
Különösen a mozgó rádióállomások antennájában az R_G földelési veszteségek teszik ki az R_V veszteségi ellenállás legnagyobb részét. A rövidített függőleges sugárzókban ezenkívül jelentős mértékben járulhat hozzá a teljes veszteségi ellenálláshoz a hosszabbító tekercsel előidézett R_L veszteség is. További összetevők az R_V ellenállásban a szigetelési veszteségek, amelyek R_D dielektromos veszteségek formájában főként a talpponti szigetelőben jelentkeznek, és a vezetőkkel előidézett veszteségek, amelyek az (5.13) egyenlet értelmében a frekvenciafüggő szkinhatás figyelembevételével az antenna vezetőjének R_A hatásos ellenállásából adódnak. R_A és R_D R_G-hez és R_L-hez képest általában kis értéken tartható, úgyhogy többnyire nem is szükséges a figyelembevétele.

A rövidített negyedhullámú sugárzó helyettesítő kapcsolási rajzát a 28.1. ábrán közöljük. A negyedhullámú rezonanciához képest bekövetkező rövidülés X_C kapacitív meddőellenállást hoz létre a sugárzóban. Ezt egy egyenértékű X_L induktív meddőellenállás, a hosszabbító tekercs kompenzálja ($X_L = X_C$). Ezért a sugárzó rövidülése ellenére rezonanciát kapunk. Az X_C, X_L meddőösszetevőkhöz sorosan csatlakozik az R_S sugárzási ellenállás és az R_V veszteségi ellenállás, mely utóbbi az R_G földelési veszteségnek, R_L tekercsveszteségnek, R_D dielektromos veszteségeknek és R_A vezetőveszteségeknek megfelelő ellenállásokból tevődik össze.

Mindenekelőtt az érdekel bennünket, hogyan függ az R_S sugárzási ellenállás a sugárzó rövidülésétől. Általában R_S annál kisebb, minél nagyobb mértékben rövidítjük meg a sugárzót. Ez az összefüggés egyébként a Rüdenberg-képletből is kitűnik [lásd a (19.5) egyenletet], hiszen az antenna mechanikai rövidülése egyúttal azt is jelenti, hogy csökkent a H_{t} hatásos antennahossz. Az ohmban kifejezett R_S sugárzási ellenállás kiszámításához jól kezelhető képlet

$$R_S = \frac{H^2}{312}, \qquad (28.2)$$

amelyben H az antenna hossza szögfokban.



28.1. ábra. A mechanikailag rövidített félhullámú sugárzó helyettesítő kapcsolása

1. példa. Egy 3 m hosszú mozgóantennát a 80 m-es sávban akarunk használni. Mekkora az antenna R_S sugárzási ellenállása?

A 80 m-es sáv átlagos hullámhossza kereken 82 m, vagyis 360°. Ebből azt kapjuk, hogy a 3 m mechanikai antennahossznak szögfokban

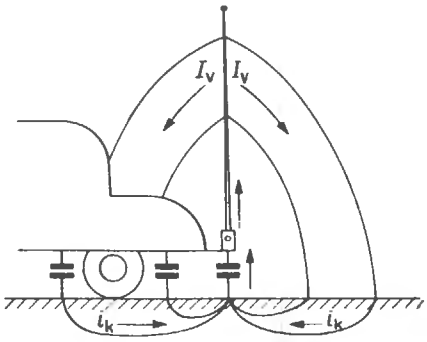
$$\frac{3 \cdot 360^\circ}{82} \approx 13^\circ$$

felel meg:

$$H = 13^\circ, \quad H^2 = 169, \quad R_S = \frac{169}{312} \approx 0{,}54\ \Omega.$$

Ha ugyanezt az antennát a 40 m-es sávban kellene használnunk ($\lambda = 42{,}5$ m), az antenna elektromos hossza kereken 25° lenne, és a megfelelő sugárzási ellenállás ekkor 2 Ω. A 20 m-es üzemben R_S körülbelül 9 Ω-ot tenne ki.

Különösen a 80 m-es üzemben rendkívül kicsinyek ezek a sugárzási ellenállások, és rendkívül rossz hatásfokot vonnak maguk után. Tegyük fel, hogy a veszteségi ellenállások összege 12 Ω (teljesen reális érték!); ebben az esetben példánkban a 80 m-es üzemben (28.1) értelmében $\eta = 0{,}043 = 4{,}3\%$ a hatásfok. Ez azt jelenti, hogy az adóban előállított nagyfrekvenciás energiának több mint a 95%-a kihasználatlanul hővé alakul át. Ugyanilyen körülmények között 40 m-en 14,3, 20 m-en pedig 43% hatásfokot kapunk. Ebből belátható, mennyire fontos a veszteségi ellenállásokat lehetőleg minél kisebb értéken tartani, és a jelentéktelennek látszó hibák is (például rossz érintkezések) mennyire katasztrofális következményekkel járhatnak a hatásfokban.



28.2. ábra. A gépkocsira szerelt függőleges antenna árameloszlása

Sajnos nincs semmi gyakorlati lehetőségünk az R_G földelési veszteségek hatékony csökkentésére. Mint a 28.2. ábrán vázlatosan felrajzoltuk, a külső I_v eltolási áramok I_k konvekciós áramok alakjában folytatódnak a földben, és az antenna talppontja felé irányulnak (lásd a 19.4. ábrát is). Mozgó állomás esetén a jármű fémtestén folyik át az áramok egy része. Minthogy pedig a jármű felülete — legalábbis a kisebb frekvenciájú amatőrsávok tekintetében — mindig sokkal kisebb $\lambda/4$-nél, így nem is alkothat kielégítő ellensúlyt, és csak mint földkapacitás fejti ki hatását. Egy 3 m hosszú mozgóantennán a 80 m-es sávban végrehajtott mérések R_G átlagértékére hozzávetőlegesen 10 Ω-ot szolgáltattak.

28.2.2.1. A rövidített negyedhullámú sugárzók hosszabbító tekercse

A negyedhullámú rezonanciához képest mechanikailag megrövidített sugárzónak X_C kapacitív meddőösszetevője is van. A kapacitív ellenállás értéke ohmban:

$$X_C = \frac{Z_A}{\text{tg } H}. \qquad (28.3)$$

Ebben a kifejezésben Z_A az antennarúd hullámellenállása Ω-ban a (19.7) egyenlet szerint, H pedig a rúd hossza szögfokban, amelynek kiszámítását az 1. példában már elmagyaráztuk.

2. példa. Itt is abból indulunk ki, hogy egy 3 m hosszú antennát a 80 m-es sávban akarunk felhasználni. Azt már kiszámítottuk, hogy a H hossz 13°. A szögfüggvények táblázataiból megtudjuk, hogy 13° tangense 0,23 087. Az antennarúdnak $d = 10$ mm átmérőjűnek kell lennie, tehát $L = 3$ m $= 3000$ mm antennahosszal az $S = L/d$ karcsúsági fok 300. Ebből a Z_A hullámellenállás a (19.7) egyenlet szerint 361 Ω. Ily módon az X_C kapacitív meddőellenállás a (28.3) egyenlet szerint $361/0{,}23\,087 = 1570$ Ω.

Az $X_C = 1570$ Ω kapacitív ellenállás kompenzálására az antennahosszabbító tekercs X_L induktív meddőellenállásának is 1570 Ω-nak kell lennie. Ez esetben a hosszabbító tekercs áramhasban, tehát az antenna talppontjában van.

X_L értékéből a hosszabbító tekercs L induktivitása és a frekvencia között az

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \qquad (28.4)$$

összefüggés áll fenn, ahol L μH-ben, az f frekvencia pedig MHz-ben behelyettesítendő. Számítások nélkül a 6.19. ábráról olvashatjuk le az X_L induktív összetevő frekvenciafüggését.

A 2. példánkban kiszámított $X_L = 1570$ Ω induktív meddőösszetevő $f = 3{,}7$ MHz frekvencián $L = 68$ μH kikerekített értékű induktivitásnak felel meg.

A tekercs Q jósági tényezőjének minél nagyobbnak kell lennie, hogy megfelelő határok között maradhasson az R_L veszteségi ellenállás. A házi eszközökkel elkészített, kis veszteségű jó tekercscsel sem lehet általában $Q = 300$-nál nagyobb jósági tényezőt elérni. A nagy Q érték előfeltétele többek között a nagy felületi vezetésű vastag huzal és a kedvező alaktényező. Az utóbbira vonatkozólag egyszerű gyakorlati szabály, hogy a tekercs hosszának és átmérőjének 2:1 arányban kell állnia egymással. A tekercs R_L veszteségi ellenállását meghatározó képlet:

$$R_L = \frac{X_L}{Q}. \qquad (28.5)$$

Ha $Q = 300$, a 2. példában kiszámított antennahosszabbító tekercs R_L veszteségi ellenállása $X_L = 1570$ Ω behelyettesítésével már meghaladja az 5 Ω-ot, tehát jelentős mértékben lerontja a hatásfokot. Már említettük, hogy a mechanikai szempontból rövidített negyedhullámú sugárzó hatásfoka megjavul, ha a szükséges hosszabbító tekercset nem a talppontban, hanem feljebb, a sugárzó hosszának körülbelül a felezőpontjában iktatjuk be. Az ilyen középső helyzetű tekercs azért előnyös, mert majdnem megkétszerezi az R_S sugárzási ellenállást, ami a hatásfok javulásával egyértelmű. Az ilyen magasabban elhelyezett tekercs kevésbé van kitéve a környezeti csillapító hatásoknak, míg a talpponti tekercset szinte elkerülhetetlenül csillapítani fogja a karosszéria egyes részeinek közelsége. Ezért minden fémes részt a tekercs átmérőjének legalább a kétszeresével egyenlő távolságban kell tartani magától a tekercstől, hogy megakadályozhassuk a jósági tényező csökkenését.

A középen elhelyezett tekercs ellen mindenekelőtt sztatikai és mechanikai érveink vannak. A viszonylag nagy erősségű áramokat átvezető, kiváló minőségű tekercseket nem lehet miniatűr méretekben elkészíteni. Az aránylag nagy és súlyos tekercs az emelőkarnak tekinthető antennarúd közepén jelentős sztatikus terhelést okoz. Minthogy pedig semmivel sem járul hozzá a kisugárzáshoz, kedvezőbbnek látszik a talpponti elhelyezése, mert hosszának megfelelő mértékben kissé kiemeli az antenna sugárzó részét a karosszériarészek csillapító hatásából. A rövidített negyedhullámú sugárzó nagyon kis talpponti ellenállása miatt mindig gondoskodni kell a tápvezeték illesztéséről, ezt az illesztő hálózatot a talpponti hosszabbító tekercscsel együtt egybe is lehet építeni. Ezért a tekercs középső vagy talpponti elhelyezését a várható előnyök és hátrányok mérlegelésével esetenként kell eldönteni.

Ha középen helyezzük el a tekercset, vegyük azt is figyelembe, hogy ebben a pontban már nem lesz árammaximum. Ily módon a talpponti tekercsre kiszámított induktivitás nem elegendő az X_C kapacitív meddőellenállás kompenzálásához. Irodalmi adatok szerint a rövidített antennarúd geometriai középpontjában általában kétszer akkora induktivitású hosszabbító tekercsre van szükség, mint a talppontban. Pontosabb értékeket úgy kaphatunk a középen elhelyezett tekercsre, hogy a talpponti tekercsre kiszámított induktivitást megszorozzuk 1,43-dal. Ha a talpponttól az

antenna hosszának egyharmadában helyezzük el a hosszabbító tekercset, ez a tényező kereken 1,16. Pontos és részletes számításokat az irodalomban kapunk.

Az erősen megrövidített negyedhullámú sugárzónak nagyon kicsi a sávszélessége. A talpponti tekercsel ellátott és a 80 m-es sávban üzemben tartott, 3 m hosszú rúdra irányértéknek 35 kHz sávszélességet vehetünk, ha viszont középen helyezzük el a tekercset, körülbelül 25 kHz-re csökken a sávszélesség. Az antenna rezonanciájának utánállítására görgős tekercsek, néha tekercses variométerek használatosak. Szokásosak ezenkívül az induktivitás változtatására sárgaréz merülő magok, és esetleg zsinórhajtással, távolról lehet működtetni őket. Az ilyen megoldások azonban problematikusak, mert rendszerint lerontják a tekercs jósági tényezőjét.

A (19.9) egyenlet értelmében a B sávszélesség f_{res}/Q értékű. Ebben a kifejezésben Q a sugárzó jósági tényezője a (19.8) képlet szerint ($Q = Z_A/R_E$). Z_A az antennarúd hullámellenállása, értékét a (19.7) képletből számíthatjuk ki, R_E pedig az antenna talpponti ellenállása, és — mint már tudjuk — az R_S sugárzási ellenállás és az R_V veszteségi ellenállás összegével egyenlő ($R_E = R_S + R_V$). Ezekből az összefüggésekből egy kis átalakítással felírhatjuk, hogy

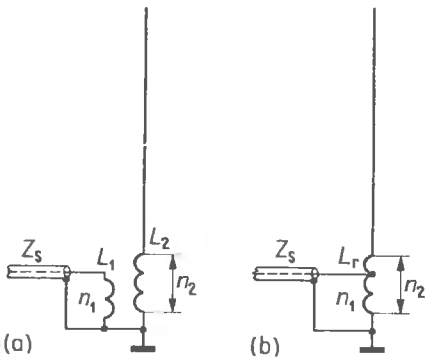
$$B = f_{res} \frac{R_E}{Z_A}. \qquad (28.6)$$

Részletes számítási példákat az irodalomban találhatunk.

28.2.2.2. A rövidített függőleges sugárzók illesztése a tápvezetékhez

Az erősen rövidített mozgó antennák R_E talpponti ellenállása rendszerint 10...20 Ω, és túlnyomó részét többnyire a bemeneti ellenállásba bekerülő veszteségi ellenállások teszik ki. Még a 10 m-es mozgó állomásokon lehetségessé váló teljes mechanikai hosszúságú negyedhullámú sugárzók esetében is legfeljebb 40 Ω talpponti impedanciával számolhatunk, ha nincsenek radiálok. Ez az eredmény csak arra utal, hogy amikor az ilyen sugárzón nagyobb talpponti ellenállást akarunk mérni, a veszteségi ellenállások meghaladják az átlagos értékeket.

A mozgóállomások antennáját mindig rövid koaxiális kábelen keresztül tápláljuk, úgyhogy ezt a kábelt minden esetben hozzá kell illeszteni a függőleges sugárzó talpponti impedanciájához. Erre a célra elsősorban a 19.4.1. pontban ismertetett illesztő kapcsolások alkalmasak, általában ezeket kell alkalmazni a negyedhullámú sugárzókhoz. Ha azonban a rövidített függőleges rúd talppontjában van a hosszabbító tekercs, egyúttal mindjárt csatoló tekercsnek is felhasználhatjuk. Ezeket az alkalmazási eseteket a 28.3. ábrán látjuk,



28.3. ábra. Egyszerű transzformátorkapcsolás a rúdantenna és a talpponti tekercs közötti illesztésre

működésüket tekintve a két kapcsolás azonos. A 28.3.(a) ábrán látható nagyfrekvenciás transzformátor L_2 szekunder tekercsének n_2 menetszáma előre meg van adva, hiszen ez az antennahosszabbító tekercs. Az L_1 kicsatoló tekercs n_1 menetszámát az

$$n_1 = n_2 \sqrt{\frac{Z_S}{\omega L_2}} \qquad (28.7)$$

kifejezésből kapjuk meg, ahol Z_S a felhasználandó koaxiális kábel hullámellenállása, ωL_2 pedig az induktív ellenállás.

A 28.3.(b) ábrán ugyanerről a kapcsolásról van szó, de a nagyfrekvenciás transzformátor helyén itt autotranszformátort használunk. Ebben a roppant egyszerű elrendezésben nehézségeket okozhat a csatolási tényező, a felhullámokat nem lehet eléggé elfojtani, és nem küszöbölhetők ki a szórási induktivitások.

Megbízhatóbban működik a 28.4. ábra szerinti kapcsolás, amelyben az L_S—C_S tag mint kis jósági tényezőjű rezgőkör az adófrekvenciára van hangolva, és a söntölő C_S levezeti a felhullámokat. Ez a kapcsolás egyúttal az illesztési feltételeket is kielégíti, a kábel Z_S hullámellenállását feltranszformálja a sugárzó R_E bemeneti ellenállásának az

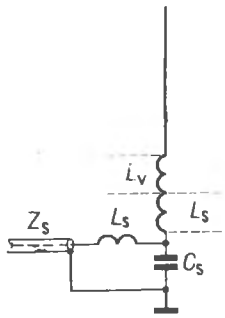
értékére. A szükséges C_S kapacitást (pikofaradban) a

$$C_S = \frac{10^9}{2\pi f \sqrt{R_E Z_S}} \qquad (28.8)$$

kifejezés adja meg, ahol f a frekvencia kHz-ben, R_E a sugárzó talpponti ellenállása, Z_S pedig a tápkábel hullámellenállása. Az L_S induktivitást (μH-ben) az

$$L_S = \frac{\sqrt{R_E Z_S} \cdot 10^3}{2\pi f} \qquad (28.9)$$

képletből kapjuk meg, amelyben f a frekvencia kHz-ben.



28.4. ábra. A hosszabbító tekercscsel ellátott rúdantenna illesztésének javított elrendezése

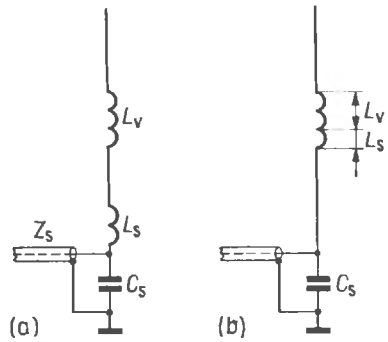
Példa. Egy 3700 kHz rezonanciafrekvenciájú és $R_E = 20\ \Omega$ talpponti ellenállású, rövidített mozgóantennát 60 Ω-os koaxiális kábelhez kell illesztenünk. Számítsuk ki C_S és L_S értékét a 28.4. ábra szerinti kapcsolásra:

$$C_S = \frac{10^9}{6{,}28 \cdot 3700 \cdot \sqrt{1200}} = \frac{10^9}{23\,236 \cdot 34{,}7} = 1240\ \text{pF};$$

$$L_S = \frac{\sqrt{1200} \cdot 10^3}{6{,}28 \cdot 3700} = \frac{34\,700}{23\,236} = 1{,}49\ \mu\text{H}.$$

A C_S kapacitást ajánlatos egy nem változtatható kapacitású kondenzátorból és egy vele párhuzamosan kapcsolt, levegődielektrikumú utánállító kondenzátorból összeállítani, hogy könnyen helyesbíthessük a kapacitásértéket. Ez esetben Seefried-féle illesztésről van szó (lásd a 6.7.2. pontot), az L_S induktivitású második tekercs L_V részévé válik.

Egy másik, L-tagot tartalmazó illesztő kapcsolást a 28.5.(a) ábrán láthatunk. Ebben az esetben az L_S tekercs az antenna talppontjában van. Minden hátrány nélkül „ráfüggeszthető" a középen elhelyezett L_V antennahosszabbító tekercsre, úgy-



28.5. ábra. A koaxiális kábel illesztése a rövidített függőleges antenna talpponti ellenállásához:
(a) az L_S tekercs az antenna talppontjában; (b) az L_S tekercs egybeépítve a középen elhelyezett L_V antennahosszabbító tekercscsel

hogy összesen csak egy közös, $L_V + L_S$ induktivitású tekercsre van itt szükség [28.5.(b) ábra]. Ha az L_V hosszabbító tekercs a sugárzó talppontjában van, szintén egybeépíthető az L_S induktivitással. A szükséges L_S értéke (pF-ban):

$$L_S = \frac{\sqrt{R_E(Z_S - Z_E)} \cdot 10^3}{2\pi f}. \qquad (28.10)$$

Ebben a képletben R_E a sugárzó talpponti impedanciája Ω-ban, Z_S a koaxiális kábel hullámellenállása, f pedig a frekvencia kHz-ben.

A C_S kapacitást pF-ban

$$C_S = \frac{2\pi f Z_S \sqrt{\dfrac{R_E}{Z_S - R_E}}}{10^3} \qquad (28.11)$$

szerint kapjuk meg.

Példa. A 3700 kHz rezonanciafrekvenciájú és $R_E = 16\ \Omega$ talpponti ellenállású mozgóantennát a 28.5. ábra szerinti illesztőkapcsoláson keresztül egy 60 Ω-os koaxiális kábelhez akarjuk csatlakoztatni. Számítsuk ki L_S és C_S értékét:

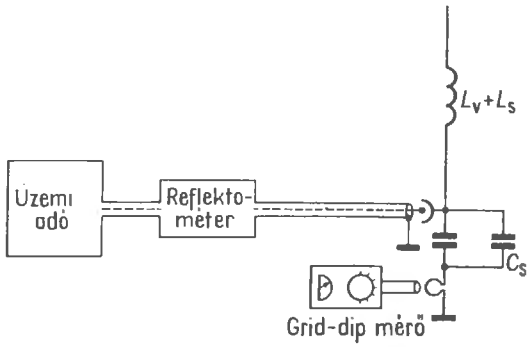
$$L_S = \frac{\sqrt{16(60-16)} \cdot 10^3}{6{,}28 \cdot 3700} = \frac{26\,500}{23\,236} \approx 1{,}14\ \mu\text{H};$$

$$C_S = \frac{6{,}28 \cdot 3700 \cdot 60 \cdot \sqrt{\dfrac{16}{60-16}}}{10^3} =$$

$$= \frac{1\,394\,160 \cdot 0{,}6}{10^3} \approx 836\ \text{pF}.$$

Ebben a kapcsolásban is egy nem változtatható kapacitású kondenzátorból és egy párhuzamosan kapcsolt légtrimmerből kell összeállítani a C_S kapacitást.

A rövidített mozgóantenna pontos behangolásához és illesztéséhez feltétlenül szükségünk van egy grid dip meter elnevezésű műszerre, és egy olyan készülékre, amellyel állóhullámarányt mérhetünk. A 28.5. ábra szerinti L-tagos illesztéshez a legmegfelelőbb mérési elrendezést a 28.6. ábrán láthatjuk.



28.6. ábra. Mérési elrendezés a 28.5. ábra szerinti mozgóantenna beállításához

Beállítási előírás

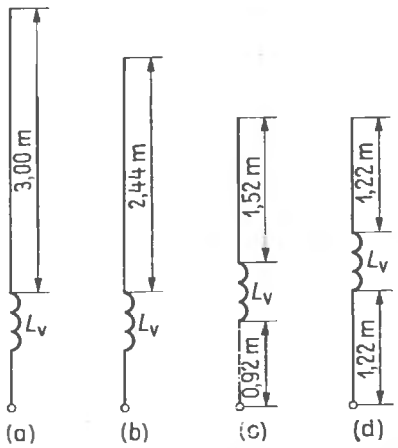
Mindenekelőtt eltávolítjuk a tápvezetéket, és leválasztjuk a C_S kondenzátor és a testpotenciál közötti összekötést. Az utóbbi helyére beiktatunk egy kis egymenetes tekercset, ezzel fogjuk csatolni a grip dip műszert. Most ezen a műszeren ellenőrizzük az antenna rezonanciáját, és a kívánt rezonanciafrekvenciához képest mutatkozó esetleges eltéréseket az L_V hosszabbító tekercsen szüntetjük meg. Ezután bekötjük a reflektométert tartalmazó koaxiális kábelt, az adóval rezonanciafrekvenciáján gerjesztjük az antennát, és feljegyezzük a reflektométerről leolvasott állóhullámarányt. Most távolítsuk el újra a tápkábelt, és a nagyobb kapacitásértékek irányában hangoljuk el kissé a C_S légtrimmert. Az antennában ily módon lecsökkentett rezonanciafrekvenciát a grid dipper kitérése alapján L_V változtatásával visszaállítjuk az eredeti rezonanciára. Utána visszakötjük a tápkábelt, és megmérjük az új állóhullámarányt. Ha az első beállításhoz képest kisebb értéket kapunk, „helyes" irányban állítottuk el a C_S kapacitást, ellenkező esetben kisebbre kell állítanunk C_S értékét. Ezt az állítgatást ugyanebben a sorrendben mindaddig folytatjuk, míg a lehető legkisebb állóhullámarányt nem kapjuk.

Ennek bekövetkeztével eltávolítjuk a csatoló hurkot, amellyel a grid dipperhez kicsatolást létesítettünk, és újra közvetlenül összekötjük a C_S kondenzátort a nullapotenciállal. Ezáltal kissé elhangoljuk az antenna rezonanciáját, úgyhogy L_V kisebb módosításával helyesbítenünk kell a rezonanciafrekvenciát. Akkor áll helyre az eredeti érték, amikor újra a legkisebb állóhullámarányt jelzi a reflektométer mutatója.

28.2.2.3. Méretezési adatok a mechanikailag rövidített mozgóantennákhoz

Bizonyos körülmények között a sugárzó hosszának függvényében méretezési adatokat is közölhetünk az L_V hosszabbító tekercsre. Ezek a számított értékek csak közelítőek lehetnek, mert a minden egyes esetben más és más környezeti hatásokat nem tudjuk előrefigyelembe venni. A 28.1. táblázatban felsorolt induktivitások arra az esetre vonatkoznak, amikor az antennarúd Z_A hullámellenállása körülbelül 8 mm rúdátmérő figyelembevételével 360 Ω. A vékonyabb antennarudak kissé nagyobb, a vastagabbak valamivel kisebb induktivitást követelnek meg. A közölt tekercsadatokra vonatkozólag d a huzal átmérője mm-ben, D a tekercs átmérője mm-ben és L a tekercshossz ugyancsak mm-ben. A tekercseket úgy kell elkészíteni, hogy a megadott tekercshosszt pontosan kihasználjuk; ezt nagyjából akkor érjük el, amikor a menetek közötti távolság megegyezik a huzal d átmérőjével.

Nagy jósági tényezőt csillag alakú kerámiai tekercstesten ezüstözött rézhuzal alkalmazásával kapunk. Jók ezenkívül a polisztirol anyagú tekercstestek is. Ha ezüstözött rézhuzalt nem tudunk



28.7. ábra. Mechanikailag rövidített negyedhullámú függőleges sugárzók mozgóállomásokhoz (29.1. táblázat)

28.1. táblázat. A 28.7. ábra szerinti, mechanikailag rövidített mozgóantennák méretezési adatai

Rezonancia-frekvencia	29.7.(a)	29.7(b)	29.7.(c)	29.7.(d)
	ábra szerinti sugárzó			
3700 kHz	L_v=65 μH kb. 66 menet d=1,5 D=50 L=200	L_v=83 μH kb. 81 menet d=1,5 D=50 L=200	L_v=100 μH kb. 70 menet d=1,0 D=60 L=150	L_v=118 μH kb. 88 menet d=1,0 D=50 L=200
7050 kHz	L_v=17 μH kb. 20 menet d=2,0 D=70 L=80	L_v=22 μH kb. 25 menet d=2,0 D=65 L=100	L_v=32 μH kb. 32 menet d=1,5 D=60 L=100	L_v=35 μH kb. 35 menet d=1,5 D=60 L=110
14 150 kHz	L_v=3,3 μH kb. 10 menet d=2,0 D=60 L=75	L_v=4,7 μH kb. 11 menet d=2,0 D=70 L=70	L_v=7,0 μH kb. 13 menet d=1,5 D=60 L=60	L_v=8,0 μH kb. 16 menet d=1,5 D=50 L=50
21 150 kHz	L_v=0,7 μH kb. 5 menet d=2,0 D=40 L=50	L_v=1,5 μH kb. 7 menet d=2,0 D=50 L=50	L_v=1,85 μH kb. 8 menet d=2,0 D=40 L=40	L_v=2,1 μH kb. 8 menet d=2,0 D=50 L=50

beszerezni, lehetőleg vastag, lakkozott rézhuzalt vegyünk. Más tekercsátmérőkhöz a megadott induktivitásnak megfelelő tekercselési adatokat az amatőrirodalomban gyakran megjelenő nomogramokról olvassuk le. A 28.7.(a)—(d) ábráról megtudjuk, hogy a 28.1. táblázatban megadott L_V induktivitások milyen hosszú sugárzókra és milyen helyzetű L_V hosszabbító tekercsekre érvényesek.

A 10 m-es sávban nincs szükség semmilyen hosszabbító tekercsre, mert körülbelül 2,50 mm hosszú sugárzóval nagyjából megkapjuk a negyedhullámú rezonanciát. A 3 m-es ostorantenna már induktív meddőösszetevőt is létrehoz, úgyhogy soros kapacitással gondoskodni kell ennek kompenzálásáról (lásd a 19.4.1.5. alpontot). A mechanikailag erősen rövidített függőleges mozgóantenna szerelésének legnagyobb nehézségeit különösen a 80 m-es üzemhez a hosszabbító tekercs mechanikai és elektromos kivitelezése okozza. Ha ezzel kapcsolatban nem akarunk kizárólag csak 3690 kHz ajánlott mozgóállomási frekvencia használatára szorítkozni, az L_V induktivitásnak bizonyos határok között változtathatónak kell lennie, hiszen az itt ismertetett 80 m-es változatban mindössze kb. 30 kHz lehet a sávszélesség. Ugyanakkor azonban L_V változtathatóságának kiküszöbölésére azt is megtehetjük, hogy a sugárzó felső részét teleszkópszerűen alakítjuk ki, és ebben az esetben az antennarúd mechanikai hosszának változtatásával tudjuk meghatározott határok között módosítani az antennarendszer rezonanciafrekvenciáját. A nagyfrekvenciás amatőrtartományban e rúdantenna sávszélessége általában átfogja az amatőrsávot, úgyhogy többnyire felesleges az egyes sávokon belül az utánhangolás a frekvenciaváltáskor.

Különösebb nehézségeket a többsávos üzem megkövetelése okozhat. A mechanikailag legegyszerűbb és elektromosan legkedvezőbb megoldási mód abban áll, hogy cserélhető meghosszabbító tekercseket használunk, vagy esetleg cserélhetővé tesszük a tekercset és az antennavessző felső részét. Részben relés átkapcsoló áramkörök is ismeretesek ugyan, mind ez ideig azonban ezek a megoldások nem mentek át a gyakorlatba.

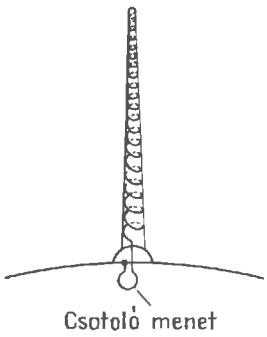
28.2.2.4. Megoszló induktivitású, rövidített függőleges antennák (tekercsantennák)

Ha a meghosszabbító tekercs meneteit úgy osztjuk el a sugárzó hossza mentén, hogy az egész antenna most már csak egy hosszú tekercsből álljon, kis mechanikai hosszúságú tekerccsel is kapunk rezonanciát. A sűrű menetekből álló, vagyis rendkívül rövid tekercsantenna sugárzási tulajdonságai azonban nagyon rosszak. Ha viszont annyira széthúzzuk a tekercset, hogy mechanikai hossza azonos nagyságrendűvé válik a rövidített negyedhullámú sugárzó hosszával, a sugárzási tulajdonságok tekintetében legalábbis egyenértékű lesz ez a tekercs egy ugyanilyen hosszú, de hosszabbító tekerccsel is ellátott függőleges sugárzóval. Minthogy manapság nagyon jól használható műanyag tekercstesteket is beszerezhetünk (horgászrudak szálbetétes üvegből, polisztirol vagy polivinil-klorid csövek), a gépkocsikon sokszor az ilyen tekercsantennák jelentik a leghasználhatóbb megoldást.

Ha úgy helyezzük el a meneteket a tekercstesten, hogy a nagy áramerősségek tartományában nagy távolságokban kövessék egymást (vagyis nagy legyen az emelkedési szögük), és az áramminimum felé haladva folyamatosan csökkenjen az emelkedési szög, kedvező szinuszos árameloszlást kapunk az antenna mentén. Több szempontból ez előnyösebb a középen tekercset tartalmazó, ugyanilyen hosszú függőleges rúdnál. A tekercsantenna R_S sugárzási ellenállása körülbelül 1,6-szer nagyobb, aminek következtében megnő a talpponti impedancia is, és valamivel nagyobb lesz a sávszélesség. Ugyanakkor azonban az aránylag vékony és hosszú vezetőanyag megnöveli a tekercsantenna vezetési veszteségeit.

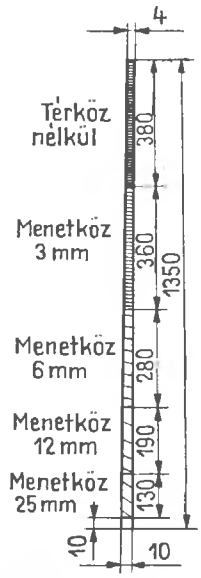
A tekercsantenna legkedvezőbb felállítási helye a gépjármű teteje, mert itt a legcsekélyebbek a környezeti hatások, és nagyobb fémfelületre kerül a sugárzó. Az ily módon felszerelt tekercsantenna nagyon könnyű és rövid lehet, és a sugárzási tulajdonságok szempontjából lényegesen előnyösebb az azonos mechanikai hosszúságú, középen hosszabbító tekercset tartalmazó farantennánál.

A 28.8. ábrán egy fémfelület (gépkocsitető) fölött elhelyezett tekercsantenna vázlatos rajzát láthatjuk. A rezonanciafrekvencia ellenőrzéséhez egy csatoló tekercs van az antenna talppontjában, ide lehet csatolni a grid dip műszert. A rezonanciához szükséges menetszám a tekercs hosszától, a menetek közötti távolságtól, a tekercstartó átmérőjétől és a huzal átmérőjétől függ. Minthogy a kúpos tekercstestek sztatikailag előnyösebbek, és a tekercselés mentén változik az emelkedési szög, a mechanikai tekercselési adatokat számítással aligha lehetne előre meghatározni.



28.8. ábra. Tekercsantenna egy gépkocsi fedelén

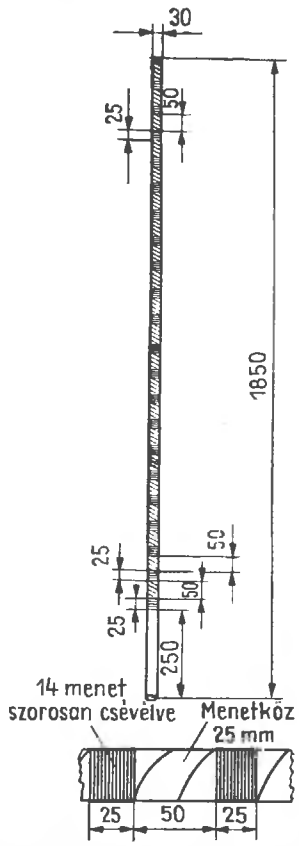
Mint már említettük, a legkedvezőbb sugárzási tulajdonságokat akkor kapjuk meg, amikor folyamatosan csökkenő emelkedési szöggel tekercseljük meg a tekercstestet oly módon, hogy a talppontban erősen széthúzzuk, az antenna csúcsán pedig összesűrítjük a meneteket. Ez a tekercselési mód mechanikailag nem éppen egyszerű, úgyhogy inkább szakaszosan szokás változtatni a menetek elhelyezését, mint például a 28.9. ábrán, ahol a 15 m-es amatőrsávra rajzoltunk meg egy tekercsantennát.



28.9. ábra. Függőleges tekercsantenna 15 m-es sávban működő mozgóállomáshoz

Ez esetben a tekercstest egy 1,35 m hosszú, üvegszálas horgászbot, külső átmérője 10 mm-ről fokozatosan 4 mm-re csökken. A legalsó 10 mm mentén nincsenek menetek, ez a szakasz ugyanis a felerősítéshez szükséges. A tekercs kezdeti, 130 mm-es szakaszán 25 mm a menetek közötti távolság. A következő szakaszokon sorra 12, 6 és 3 mm-re csökken a menetemelkedés, végül az utolsó 380 mm mentén már szorosan egymás mellé kerülnek a menetek. Összesen körülbelül 12,45 m hosszú, 0,8 mm átmérőjű lakkozott rézhuzalt kell rátekercselni a botra. Ez a hossz kissé nagyobb a szükségesnél, hogy a hangolás során legyen miből levenni az antenna csúcsánál, míg be nem áll a rezonancia. Behangolás után valamilyen megfelelő lakkal vagy ragasztóval rögzítjük a meneteket. Ennek az antennának a sávszélessége körülbelül 500 kHz, vagyis nagyobb a 21 MHz-es sávban szükségesnél.

A 80 m-es sávban használható tekercsantennán kissé más tekercselési mód válik be. Mint a 28.10. ábrán látjuk, a sűrűn betekercselt szakaszok ritkamenetes szakaszokkal váltakoznak. Az 1,60 m hosszú, 30 mm külső átmérőjű műanyag csőre 1,60 m hossz mentén a 28.10.(b) ábra szerinti eloszlásban körülbelül 37 m hosszú, 0,6...0,8 mm átmérőjű lakkozott rézhuzalt tekercselünk. A tekercstest egy vízvezetéki PVC-cső lehet. A rezonanciafrekvenciát itt is úgy állítjuk be a pontos értékre, hogy a felső szakaszról letekercselünk meneteket. Egy gyakorlati fogással egyszerűen megváltoztathatjuk egy kissé a tekercsatenna rezonanciáját. Ha nagyobb frekvenciát akarunk, alumínium fóliából kivágunk egy szalagot, és körültekercseljük vele a sűrűmenetes szakasz egy keskeny sávját. Kisebb értékre úgy változtathatjuk meg a rezonanciapontot, hogy a könnyűfém hüvelyt ferromágneses anyaggal helyettesítjük, például áttekercseljük egy darab mágneses szalaggal. A tekercsantennákra is fennáll, hogy a sugárzási tulajdonságok annál jobbak, minél nagyobb a hosszirányú kiterjedés.



28.10. ábra. Tekercsantenna a 80 m-es sávra:
(a) a teljes antenna; (b) részletrajz a tekercs egyik szakaszáról

28.3. Ultrarövid hullámú antennák mozgó állomásokhoz

Legelőször azt kell eldönteni, hogy a mozgó állomás antennájának polarizációja vízszintes vagy függőleges legyen-e. Mint ismeretes, az ultrarövid hullámok tartományában szinte kizárólagos a vízszintes polarizáció alkalmazása. Függőleges polarizációt tehát csak akkor válasszunk, ha az amatőrforgalmat előre meghatározott, szintén függőleges polarizációjú ellenállomásokkal akarjuk lebonyolítani, vagy ha a lehetséges legnagyobb hatótávolság feláldozásával olyan antennát akarunk használni, amely nagyon egyszerű, nem feltűnő, és semmiben sem különbözik a normális autóantennától.

28.3.1. Függőlegesen polarizált ultrarövid hullámú mozgóantennák

A gépkocsin talán egy kissé nehéz feladatnak látszik a legkedvezőbb felállítási hely kijelölése, mert általában az a szabály, hogy a függőleges rúdantennának nagy fémfelület fölött lehetőleg szabadon kell állnia. Eszerint a kocsi tetejének közepe volna az elektromos szempontokból lehető legjobb hely. Érthető okokból azonban nem szívesen

fúrjuk át a gépkocsi tetejét, és más felerősítési módokkal sem akarjuk rontani a kocsi külsejét. Mint azonban az antennaipari kísérletek bizonyítják, a gépkocsi fedele semmiképpen sem a legkedvezőbb hely a függőleges rúdantenna felállítására, ha vízszintesen polarizált ultrarövid hullámokat akarunk venni.

A mérésekből kiderült az az első tekintetre ellentmondásosnak látszó tény, hogy szokásos módon a szélvédő üveg oldalán, a karosszéria szélétől körülbelül 10 cm-re elhelyezett normális autóantenna sokkal nagyobb vételi feszültséget szolgáltat a vízszintes polarizációval kisugárzott ultrarövid hullámú rádióműsor vételéhez, mint a gépkocsi tetejének közepén felszerelt, ugyanilyen hosszú rúdantenna. E jelenség magyarázata az lehet, hogy az eredetileg vízszintes erővonalak a gépkocsi fémes széleinek közelében megváltoztatják irányukat, és a függőleges rúd környezetében már majdnem függőlegesen haladnak, tehát jól megfelelnek az antenna polarizációjának. A legnagyobb vételi feszültséget akkor sikerült megkapni, amikor $3\lambda/8$ volt az antennarúd mechanikai hossza.

Az ultrarövid hullámú műsoradás tartományában szerzett ismereteket minden különösebb megszorítás nélkül át lehet vinni a 2 m-es amatőrsávba is. Ily módon az antennaipar által az autóantennák részére általánosságban ajánlott felerősítési hely a szélvédő üveg oldalán a 2 m-es függőleges antennák részére is a legkedvezőbb lehet. Ez azt jelenti továbbá, hogy a normális teleszkópszerű autóantenna mint 2 m-es sugárzó is jó eredményekkel használható.

A rövidhullámon népszerű negyedhullámú rúdantennának mint mozgóantennának a 2 m-es sávban nincs nagy jelentősége. E Marconi-antenna talpponti ellenállása körülbelül 30 Ω, és nagymértékben függ a gépkocsi karosszériájának alakjától, kiterjedésétől és fajtájától. Az effektív magasság csekély, a koaxiális tápkábel illesztése sokszor nehézségekbe ütközik.

Vételi és sugárzási tulajdonságai szempontjából a függőleges félhullámú rúdantenna sokkal kedvezőbb lenne, a mozgó járművön azonban mechanikai okok miatt a végén kell táplálni. Bemeneti ellenállása nagy ($> 500\ \Omega$), talpponti szigetelőnek kitűnő minőségűnek kell lennie (feszültségmaximum!).

Az ötnyolcad hullámú rúdantenna a 2 m-es sávban működő mozgóállomásokon sok esetben a függőleges polarizációjú antennák leghatékonyabb változatának számít. Az ilyen antennával elért jó eredmények elsősorban a viszonylag nagy effektív magasságra vezethetők vissza. Ezenkívül az is hozzájárul ezekhez a jó eredményekhez, hogy a *H* diagramban különösen kicsi a függőleges emelkedési szög. A rúd hosszának kisebb változtatásával továbbá meg lehet változtatni és körülbelül 60 Ω-ra beállítani a talpponti ellenállás valós részét. Teleszkópos megoldás alkalmazásával tehát nagyon egyszerűsödik az antenna hangolása. Az $^5/_8\lambda$ mechanikai hossznak megfelelő kapacitív meddőösszetevőt mindenesetre kompenzálni kell a megfelelő induktív összetevővel (hosszabbító tekercscsel). Az $^5/_8$ hullámú sugárzó szabad rúdhossza a 2 m-es sávban a rövidülési tényezőtől függően 1100...1200 mm, tehát a kereskedelemben kapható autóteleszkópok mind elérik. A talpponti tekercs induktivitása közelítőleg 0,35 μH. További adatokat erről az ajánlásra méltó mozgóantennáról a 25.1.2. pontban közlünk. Az irodalomban megtalálható egy olyan teleszkópantenna leírása, amely a 2 m-es sávban tetszés szerint mint negyedhullámú vagy mint $^5/_8$ hullámú sugárzó használható.

28.3.2. Vízszintesen polarizált ultrarövid hullámú mozgóantennák

A vízszintesen polarizált ultrarövid hullámú antennának a mozgó állomásokon olyannak kell lennie, hogy az *E* síkban lehetőleg kör alakú legyen az iránydiagram, mert ez esetben a menetirány változtatása közben is stabil marad a már létrehozott rádióösszeköttetés. Ennek a követelménynek például az egyenes félhullámú dipólus nem felel meg, mert nyolcas alakú iránydiagramján két határozott nullairány van.

A félhullámú dipólusok egyik fajtája, a gyűrűs dipólus kielégíti a kör alakú diagramra vonatkozó igényt, de majdnem minden irányban körülbelül 6 dB-lel rosszabb, mint kiemelt irányaiban az egyenes félhullámú dipólus. Ennek ellenére nagyon népszerű ez a haloantenna, amit elsősorban tetszetős külsejének lehet tulajdonítani. A 2 m-es sávra méretezett gyűrűs dipólust a 25.2.1. pontban részletesen ismertettük.

Hogy elkerüljük az egyszerű gyűrűs dipólusokhoz kívánt gamma-tag használatát, és mechanikailag valamivel stabilabb felépítést kapjunk, a 2 m-es mozgóüzemre szánt haloantennát sokszor hajlított dipólusnak képezzük ki. Elkészítése egyszerű, ha egy normális félhullámú hajlított dipólust gyűrű alakúra behajlítunk, de ügyelünk arra,

hogy a dipólus két vége között legalább 50 mm-es távolság maradjon. Minthogy az egyszerű gyűrűs dipólus talpponti ellenállása legfeljebb csak 50 Ω-ot ér el, a gyűrű alakú hajlított dipóluson négyszeres bemeneti impedanciára (200 Ω-ra) számíthatunk. A 240 Ω-os vezeték pontos illesztéséhez különböző vastagságú félelemekkel látjuk el a 4.1. alfejezet szerinti hajlított dipólust. A kívánt transzformálási arány 1 : 5, tehát a 4.4. ábra alapján az átmérők d_2/d_1 arányára 2, az a távolság és átmérő D/d arányára 9 értéket kapunk (4.3. ábra). A 7.5. alfejezet szerint félhullámú kerülővezeték beiktatásával ezzel a hajlított gyűrűs dipólushoz 60 Ω-os koaxiális tápkábellel is csatlakozhatunk.

Külsejét tekintve nem ilyen elegáns a szögben kiképzett hajlított dipólus. Ennek fejében viszont sugárzási tulajdonságai a 2 m-es sávban kedvezőbbek, mint a haloantennáé, mint ahogyan a 25.10. ábrán, a vízszintes síkban felvett diagramokon is láthatjuk.

A szögben kiképzett hajlított dipólust a 25.2.2. pontban ismertettük. Az eredmények változatlanok maradnak akkor is, ha egy egyszerű félhullámú dipólust hajlítunk be szögben, de ilyenkor gamma-illesztésről is kell gondoskodnunk, és ennek megtörténte után már koaxiális kábel is lehet a tápvezeték.

A mozgó állomásokon is alkalmazható, vízszintesen polarizált körsugárzók közül említésre méltó még a máltai kereszt alakú antenna (25.2.5. pont) és a „nagy kerék" (25.2.6. pont). A viszonylag nagy mechanikai ráfordítások miatt ezeket a bonyolult változatokat csak különleges esetekben alkalmazzuk.

Gyakoriak a kis méretű irányantennák is a 2 m-es mozgó állomásokon. Nagy sikerrel alkalmazhatók az űrhajózásban és egyéb versenyeken. A gyakorlati gépkocsiüzemben különösen jól bevált a 22.1.2. pontban leírt HB 9 CV-féle antenna.

A vízszintesen polarizált, 2 m-es mozgóantennákhoz minden esetben azt ajánljuk, hogy legalább 75 cm-re legyenek a gépkocsi fedele fölött. Teljesen közömbös, hogy az antennatartót hol erősítjük fel a kocsira.

28.4. Rókavadászati antennák

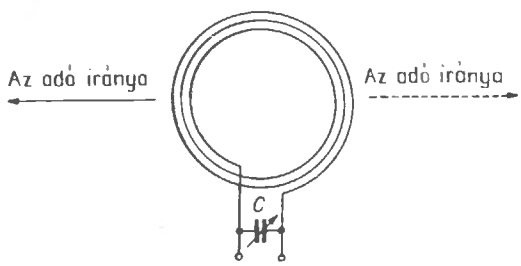
A rókavadászatokon egyértelmű iránymeghatározást lehetővé tevő iránymérő antennára van szükségünk.

A rókavadászatokat és a rókavadász-bajnokságokat a 80 és a 2 m-es amatőrsávban rendezik. A 2 m-es sávban szokásos Yagi-antennák is megfelelnek, a 80 m-es sávban viszont már külön erre a célra alkalmas iránymérő antennák kellenek.

28.4.1. Iránymérő antennák a 80 m-es sávra

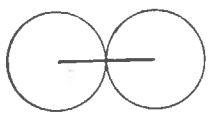
A 80 m-es rókavadászathoz kizárólag csak keretantennákat és ferritantennákat használunk. Mindkét fajta antenna az elektromágneses tér mágneses összetevőjére reagál, ezért mágneses antennáknak is nevezzük őket.

Iránymérésre alkalmas keretantenna például a kerülete mentén bizonyos számú menetet tartalmazó, elforgatható keret. Ennek a legegyszerűbb alakú iránymérő antennának függőleges a forgástengelye, maga a keret pedig gyűrű, négyzet vagy sokszög alakú. Rajzon csak egy nagy tekerccsel ábrázoljuk, de a hullámhosszhoz képest nagyon kicsinyek e tekercs méretei. Az elektromágneses tér mágneses összetevője a legnagyobb feszültséget akkor indukálja benne, amikor a keret síkja az elektromágneses hullámok terjedési irányába esik. Amikor „lapjából" fordul a keret az adó felé, a legkisebb a vett feszültség.



28.11. ábra. Gyűrűs iránymérő antenna az adóhoz képest maximumhelyzetben

A 28.11. ábrán látható, gyűrű alakú keretantenna a nyíl irányában levő adók szempontjából a legnagyobb vételi feszültség helyzetében van. Legnagyobb a vételi feszültség akkor is, amikor az adó a 180°-os elforgatásnak megfelelő ellenirányban sugároz (ezt az irányt szaggatott vonalas nyíl jelzi). E keretantenna iránydiagramját a 28.12. ábrán látjuk, a keret helyzetét itt felülnézetben tüntettük fel. Ugyanazt a nyolcas alakot kapjuk itt is,



28.12. ábra. A vett hullámok hosszához képest nagyon kis méretű keretantenna iránydiagramja

mint a félhullámú dipólusok ismert diagramján, lényeges azonban az a különbség, hogy a keretantenna két nullairánya nem a tengelyirány, mint a félhullámú dipólus sugárzási terében, hanem merőleges az axiális irányra.

Az iránymérő keretantenna H_{eff} hatásos magasságát a keret A területe (cm^2-ben) és a kereten levő menetek n száma a következő összefüggés szerint határozza meg:

$$H_{eff} = \frac{2\pi nA}{\lambda}. \qquad (28.12)$$

Ebben a képletben H_{eff} m-ben értendő, ha λ értékét is m-ben helyettesítjük be, és $2\pi = 6{,}28$.

Például a gyűrű alakú, 0,26 m átmérőjű és a kereten öt menetet tartalmazó keretantenna hatásos magassága a 80 m-es sávban csak 0,021 m = 21 mm (ilyen a Gera I rókavadász antennája is). Ennek következtében a keretről kapott U feszültség nagyon kicsi. Ha a C forgókondenzátorral (28.11. ábra) rezonanciára hangoljuk az antennát, a levehető U_{res} rezonanciafeszültség a rezgőkör Q jósági tényezőjével megszorzott U keretfeszültséggel lesz egyenlő:

$$U_{res} = UQ. \qquad (28.13)$$

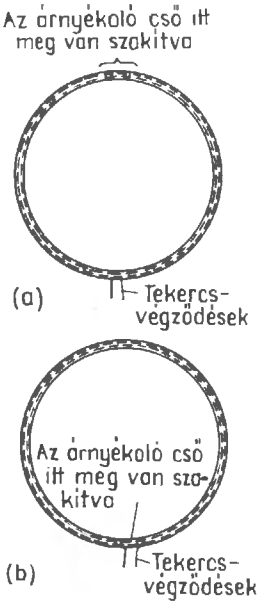
A rókavadászatokon használatos iránymérő antennák R_s sugárzási ellenállása is rendkívül kicsi, nevezetesen:

$$R_s = 640\pi^4\left(\frac{nA}{\lambda^2}\right)^2. \qquad (28.14)$$

Az irányhatás fokozására elektrosztatikus fémárnyékolással szokás körülvenni a mágneses antennákat. Ezért a gyűrű alakú iránymérő antennák elkészítéséhez rézcsőbe vagy könnyűfém csőbe fűzzük be a meneteket, de ügyelni kell arra, hogy ez az árnyékoló cső ne alkosson rövidrezárt menetet. A 28.13. ábra szerint vagy közvetlenül a táppontban [28.13.(b) ábra], vagy ennek átellenes pontjában [28.13.(a) ábra] szakítjuk meg az árnyékolást. E megszakítás helyén a csőben körbefutó tekercs meneteit természetesen nem szabad elvágni, de a tekercsvégeket kivezetjük, és a kivezetésekhez csatlakoztatjuk az antenna hangolására szolgáló forgókondenzátort.

A korszerű rókavadászati vevőkben csak tranzisztorokat alkalmazunk. Mint tudjuk azonban, a tranzisztornak aránylag kicsi a bemeneti ellenállása, úgyhogy a nagy ellenállású keretantennát illeszteni kell a tranzisztor kis ellenállású bemenetéhez. Ehhez vagy egy külön csatoló menetet készítünk, vagy megcsapolunk nagyjából egy menetet a keretantenna tekercsének „hidegvégén", és bekötjük ide a tranzisztoros bemeneti fokozatot.

Az ilyen keretantennák jó tájolási eredményeket szolgáltatnak, de mindig kétértelmű az irány meg-



28.13. ábra. Elektrosztatikus árnyékolású, gyűrű alakú iránymérő keretantenna:
(a) az árnyékoló cső megszakítása a tápponttal átellenes pontban; (b) az árnyékoló cső megszakítása a táppontban

határozása. A 28.12. ábrán közölt iránydiagramból jól látható, hogy két két helyen következik be minimum és maximum, tehát nem lehet egyértelműen meghatározni az oldalirányt. Az egyértelmű iránymeghatározás csak akkor válik lehetővé, ha a keretantenna kétirányú vízszintes diagramját átalakítjuk egyirányúvá, például kardioiddá. Az oldal meghatározásához még egy antennára van szükségünk, egy olyanra, amely az elektromos térből kap feszültséget, és ennek a feszültségnek nagyságban és fázisban egyeznie kell azzal a feszültséggel, amelyet a mágneses tér a keretantennában indukál. A két feszültség összetételével szív (kardioid) alakú diagrammá alakul át a keretantenna nyolcas alakú diagramja, vagyis most már csak egy nullahelye lesz, és így lehetővé válik az egyértelmű oldalirány meghatározása. A segédantenna egy függőleges rúd, elektromos hossza $\lambda/4$. Hogy a rövid, mindössze 1 m hosszú rúdban negyedhullámú rezonanciát kaphassunk, megfelelő hosszabbító tekercset (L_V) csatlakoztatunk hozzá. A segédantenna feszültségének nagyságát egy szénréteges potenciométerrel állítjuk be a kivezetés he-

lyén. A segédantennával ellátott iránymérő keret elvi kapcsolási rajzát a 28.14. ábrán közöljük. Elkészítését és felhasználását az irodalom részletesen is ismerteti.

A 80 m-es rókavadászatokon a kissé terjedelmes keretantennánál gyakoribb a ferritantenna. Méreis gondoskodunk, hogy körülbelül 1 mm távolság maradjon a tekercs és a rúd között. Bizonyos beállítási lehetőséget nyújt az a tény, hogy később még eltolhatjuk ebből a helyzetből a tekercset. Az előre megadott L induktivitáshoz szükséges n menetszámot jó közelítéssel az

$$n = k\sqrt{L} \qquad (28.15)$$

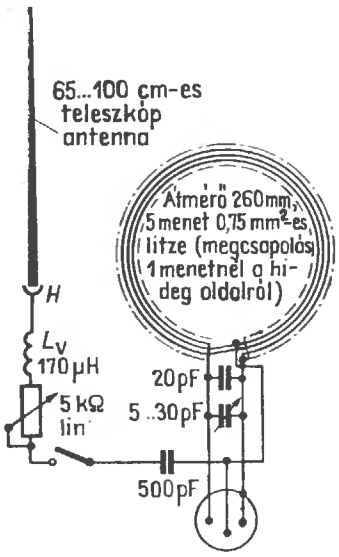
képlet alapján számíthatjuk ki. Itt k a mágneses mag anyagállandója (mindig megadja a gyár), L pedig az induktivitás mikrohenryben. Magát a tekercset nagyfrekvenciás litze-huzalból egyrétegesen, hengeres alakúra készítjük el.

A ferritantennák H_{eff} hatásos magassága:

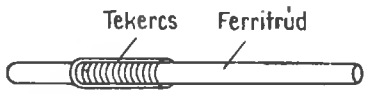
$$H_{eff} = \frac{2\pi nq}{\lambda}\mu_{eff}, \qquad (28.16)$$

ahol n a menetszám, q a ferritrúd keresztmetszete cm^2-ben, μ_{eff} a ferritanyag hatásos permeabilitása, λ pedig a hullámhossz m-ben.

A ferritantenna iránydiagramja a már ismert nyolcas alakú, a rúd tengelyirányában kapjuk a két vételi minimumot (28.16. ábra). A keretantenna iránydiagramjával (28.12. ábra) összeállítva azt gondolhatnánk, hogy a minimumok iránya a két esetben 90°-kal különbözik egymástól, a valóságban azonban nem így van: ugyanis nem a keret és a ferritrúd, hanem kizárólagosan csak a tekercsek helyzetét kell néznünk, és ebben az esetben rájövünk, hogy a minimumok mindkét esetben a tekercs tengelyirányában vannak.



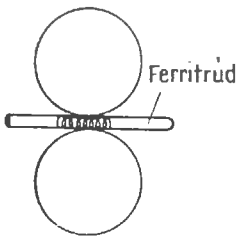
28.14. ábra. A 80 m-es rókavadászathoz segédantennával kiegészített iránymérő keretantenna elvi kapcsolási rajza



28.15. ábra. Ferritrudas antenna

teit tekintve sokkal kisebb, mint a keret, és mint a 28.15. ábrán látjuk, egy tekercset kordozó ferritrúdból áll. A kereskedelemben kapható ferritrudak többnyire 8 vagy 10 mm átmérőjűek, hosszuk pedig 65...200 mm. A hossz és átmérő optimális aránya 16...20. A rókavadászatok iránymérő antennájába különösen alkalmas a manifer 240 szinteranyag, mert 2 és 6 MHz között a legkedvezőbbek a tulajdonságai. A 10 mm átmérőjű rudak 160 és 200 mm hosszban kerülnek forgalomba. A manifer 240 ferritanyag μ_0 kezdeti permeabilitása 120 $\pm$ 20%.

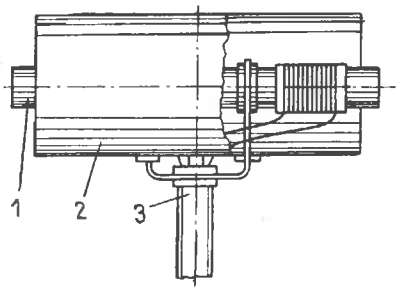
Annak, hogy a tekercset hol helyezzük el a ferritrúdon, a jósági tényező és a hatásos permeabilitás szempontjából van jelentősége. Ezért általában nem középen, hanem oldalt kissé eltolva tesszük a rúdra (28.15. ábra), és valamilyen alátéttel arról



28.16. ábra. A ferritrudas antenna iránydiagramja

A ferritantenna irányítását is megjavítja az elektromos árnyékolás. Vékony falú fémhengerből készítjük el, és hosszában felhasítjuk, hogy ne alkosson rövidrezárt menetet. Elrendezése a 28.17. ábrán látható.

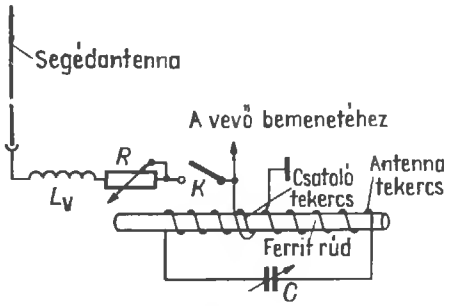
Érzékenység és irányhatás szempontjából a ferritantenna nagyjából egy olyan keretantennának felel meg, amelynek gyűrű alakú kerete akkora átmérőjű, mint amilyen hosszú a ferritrúd. A kereskedelemben kapható ferritrudak legfeljebb 20 cm hosszúak, tehát a keretantennához képest korlá-



28.17. ábra. Elektrosztatikus árnyékolású, elforgatható ferritantenna:
1 ferritrúd; *2* hosszában felhasított árnyékoló henger; *4* forgástengely

tozott az érzékenységük. A valamivel kisebb érzékenységből származó hátránnyal szemben a ferritantenna nagy előnye a kis terjedelem és az olcsó, egyszerű előállítás.

Az oldalirány meghatározásához segédantennával ellátott iránymérő ferritantenna elvi kapcsolási rajza a 28.18. ábrán látható. A ferritrúdon elhelyezett tekercs a *C* forgókondenzátorral együtt alkotja a 80 m-es sáv „rókafrekvenciájára" hangolandó rezgőkört.



28.18. ábra. A segédantennával kiegészített iránymérő ferritantenna elvi kapcsolási rajza

Tájékoztató adatok a 10 mm átmérőjű ferritrúd felhasználásához: 25...30 menetből álló tekercs, nagyfrekvenciás litze-huzal, 6 és 30 pF között változtatható kapacitású forgókondenzátor vagy trimmer. A csatolótekercs két menetet tartalmaz, egyik vége a vevő nullapotenciáljához vagy az ábrán nem látható árnyékoló hengerhez csatlakozik, másik vége pedig általában egy leválasztó kondenzátoron keresztül a bemeneti tranzisztor bázisával van összekötve. Ehhez a tekercsvéghez csatlakozik ezenkívül az *R* szénréteges potenciométeren és az L_v hosszabbító tekercsen keresztül a segédantenna is. L_v sokszor elhagyható, az *R* potenciométer lineáris, és általában 10 kΩ (nem kritikus érték!). Ha a segédantenna (rúdantenna) dugaszolható, az *S* kapcsolóra nincsen szükség. Segédantennának jól beválnak a megfelelően kialakított biciklikülllők.

A rókavadászathoz alkalmas keret- és ferritantennával ellátott vevők megépítésére részletes tanácsokat kaphatunk az irodalomban.

28.4.2. Iránymérő antennák a 2 m-es rókavadászatokhoz

A 2 m-es amatőrsávban megrendezendő rókavadászatokhoz külön kifejlesztett iránymérő antennák mind ez ideig még nem ismeretesek, mert a szokásos felépítésű 2 m-es irányhatású antennákból rendelkezésünkre álló nagy választék az irányélesség és érzékenység szempontjából minden igényt kielégít. A vízszintesen polarizált, háromelemes Yagi-antennák vannak túlsúlyban, az ennél több elem már ritka. Ezeket a rövid Yagi-antennákat a 22.2. alfejezetben ismertettük. Beérhetjük többek között az egyszerű kételemes változatokkal, HB9CV különlegesebb megoldásaival (lásd a 22.1. alfejezetben) és a cubical quad antennával is (27.3. alfejezet). Az oldalirány meghatározásához itt nincs szükség semmilyen kiegészítésre, mert ezek a rendszerek egyirányúak.

A kissé sajnos terjedelmes Yagi-antennák nagyon akadályozhatják a terepen (például bokros vidéken) a rókavadászokat. Ezért könnyebben kezelhető antennákra törekszünk, olyanokra, amelyeknek legalább a mechanikai szélességét lehet kisebbre venni. Ebben az irányban az első lépés a cubical quad lehetne, mert csak fele olyan széles, mint a Yagi-antenna, bár magassági irányban terjedelmesebb, és nagy méretű a tartókerete is.

Minthogy a korszerű tranzisztorokkal nagyon érzékeny vevőket lehet összeállítani a 2 m-es rókavadászatokhoz, az iránymérő antenna nyeresége már csak másodrangú kérdés; az előtérben mindig az irányélesség áll. Ebből a megfontolásból kiindulva nagymértékben rövidített, tekercs alakú antennaelemeket lehetne alkalmazni. Ezzel persze megfelelően csökken az antennanyereség, az irányélesség azonban nagyrészt megmarad. Az ilyen rövidített 2 m-es iránymérő antennákhoz elképzelhetők lehetnének a 17.5. és a 17.6. ábra szerintiekhez hasonló konstrukciók, például a tekercstestek rövid műanyag csövek lennének, és közvetlenül lehetne elhelyezni rajtuk a tekercset. A kísérletezgető rókavadászok találhatnak maguknak még egynéhány tökéletesítési lehetőséget ezen a területen.

29.

Rádióműsor és tv vételére alkalmas antennák

A rádióműsorokat durva felosztásban véve amplitúdómodulációs (AM) és frekvenciamodulációs (FM) adók sugározzák ki. A hosszú-, közép- és rövidhullámú sávban kizárólag csak amplitúdómodulációs adók sugároznak műsort. A jobb minőségű frekvenciamodulációs műsoradás frekvenciasávjai a méteres hullámok tartományában vannak.

Az 1. körzetben (Európában, a Szovjetunió ázsiai területén és Afrikában) működő amplitúdómodulációs műsoradókra a következő frekvenciafelosztás érvényes:

Hosszúhullámok

150...285 kHz (160... < 255 kHz)

Középhullámok

525...1 605 kHz

Rövidhullámok

5 950... 6 200	kHz	(49 m-es sáv)
7 100... 7 300	kHz	(41 m-es sáv)
9 500... 9 775	kHz	(31 m-es sáv)
11 700...11 975	kHz	(25 m-es sáv)
15 100...15 450	kHz	(19 m-es sáv)
17 700...17 900	kHz	(16 m-es sáv)
21 450...21 750	kHz	(13 m-es sáv)
25 600...26 100	kHz	(11 m-es sáv)

A frekvenciamodulációs műsoradók az 1. körzetben két frekvenciasávban sugározhatnak:

87,5...100 MHz	(a CCIR-szabvány szerinti II. sáv)
66...73 MHz	(OIRT-szabvány)

A szocialista államokban az OIRT-szabvány szerint sugároznak a frekvenciamodulációs műsoradók. Kivétel: az NDK (CCIR), Jugoszlávia (CCIR), Lengyel Népköztársaság (OIRT és CCIR). A többi európai államban minden adó a CCIR-szabványt követi.

Európában a méteres hullámú tv-adásra különböző szabványok érvényesek. Közös bennük az, hogy egy kisebb (50 MHz körüli) és egy nagyobb (200 MHz nagyságrendű) fekvenciákat magába foglaló sávra osztják fel a VHF (URH) tartományt (a méteres hullámok tartományát). A különböző szabványoknak megfelelő európai tv-sávok részletes adatait a függelékben közöljük.

A tv UHF (DMH-deciméteres hullámú) tartománya az 1. körzetben egységesen a 470...855 MHz sávot foglalja magába, és ezen belül 48 tv-csatorna van.

29.1. Hullámterjedés az amplitúdómodulációs műsoradók egyes hullámtartományaiban

A rádióműsorok vételi lehetőségeinek megítéléséhez kissé még ki kell egészítenünk azt, amit a hullámterjedésről a 2. fejezetben elmondtunk. Különösen a rövidhullámokról kell még beszélnünk, mert a hullámterjedésnek a nyolc rövidhullámú műsorsávban egészen különböző sajátságai vannak.

29.1.1. A rövidhullámok terjedési sajátságai

Mint a 2.3. alfejezetben már elmondtuk, a rövidhullámok terjedésében a térhullámnak van nagyobb szerepe. A rövidhullámú adók hatótávolsága szempontjából döntő jelentősége van az ionoszféra állapotának, és még azt is tudnunk kell, hogy a visszaverődések főként az F rétegben következnek be. A 10 és 25 m (30 és 12 MHz) közötti hullámok a nappali órákban használatosak, mert ilyenkor a napsugárzás következtében a legnagyobb mértékű az ionizáció. Ezért napközben a 11, 13, 16 és 19 m-es rövidhullámú sávokban a legkedvezőbbek a távolsági vétel lehetőségei.

A szürkületi órákban különösen a 25 és a 31 m-es sávban lehet jó vételre számítani. A 41 és a 49 m-es sáv nyújtja az éjszakai órákban a legjobb esélyt a távolsági vételre, mert ebben a napszakban már feloszlott az ionoszféra csillapító D rétege, és a magasabb rétegek ionizációja még elegendő e hullámok visszaverésére. A 41 és a 49 m-es műsorsáv általában nappal is jól felhasználható az európai adók vételére; ezért van az, hogy gyakorlatilag minden műsorvevő rövidhullámú skáláján legalább a 49 m-es sáv mindig megtalálható.

Ezeket a kiindulási pontokat természetesen nem szabad merev szabálynak tekinteni, mert az ionoszféra a napfolttevékenységi ciklusoktól, továbbá az évszakoktól és a napszakoktól függően állandóan változtatja állapotát (lásd a 2.1.3. pontot). Ezzel kapcsolatban a vételi hely földrajzi hosszúságának és szélességének is megvan a maga szerepe.

Az ionoszférán keresztülhatoló rövidhullámok megváltoztatják polarizációjukat. A lineárisan polarizált hullám elliptikus vagy cirkuláris polarizációval hagyja el az inonoszférát (lásd az 1.1.7. pontban). Ezért nincs is különösebb jelentősége annak, hogy vízszintes vagy függőleges polarizációjú-e a rövidhullámú vevőantenna. A vízszintes polarizációt szokás előnyben részesíteni, mert nem függ annyira a talajtól, mint a függőleges antenna. Ezenkívül a helyi ipari és légköri zavarok többnyire függőleges polarizációjúak, úgyhogy a vízszintesen polarizált antenna általában kisebb zavarszintet szolgáltat.

29.1.2. A középhullámok terjedési sajátságai

A középhullámokat napközben annyira csillapítja a D réteg, hogy az ionoszféra magasabb rétegein már nem is következhet be visszaverődés. A középhullámú adók biztos nappali hatótávolsága ennélfogva a talajhullám hatótávolságának felel meg. A középhullámok talajhulláma követi a Föld görbületét, és annál nagyobb a hatótávolsága, minél jobban vezet a talaj. A legkisebb csillapítást a vízfelületek fölött terjedő talajhullám szenvedi. Ezenkívül annál nagyobb a talajhullám csillapítása, minél kisebb s kisugárzott hullám hossza.

A Nap lementével rohamosan megszűnik a csillapító hatású D tartomány, és a középhullámok ilyenkor már a térhullámok útján is terjedhetnek. Ez a magyarázata annak, amiért olyan rengeteg adó jelentkezik az esti és az éjszakai órákban a vevő skáláján. A nagy teljesítményű középhullámú adók ilyenkor 4000...5000 km-es távolságokat is áthidalhatnak. Az első reggeli órákban, amikor az európai nagyadók nem sugároznak, néha még a tengeren túli középhullámú adók vétele is lehetővé válik.

Középhullámon télen általában kedvezőbbek a távolsági vétel lehetőségei, mint nyáron, mert télen kisebb a csillapító hatású D réteg ionizációja, ezenkívül ilyenkor a legalacsonyabb a légköri zavarszint.

Az adótól körülbelül 60 km-en túl egy meghatározott zónában ellentétes és állandóan változó fázisban találkozik egymással a talajhullám és a térhullám. Attól függően tehát, hogy a vétel helyén hogyan alakulnak a talajhullám és a térhullám közötti fázisviszonyok, többnyire periodikusan erősödik és gyengül a vett jel, amit közeli elhalkulásoknak (fadingnek) nevezünk. Ezzel az elhalkulással egyidejűleg sokszor erősen torzít is a vevő, és a vevő automatikus fading-kiegyenlítőjével nem is szüntethető ez meg. A nagyon távoli adók vételében már nem lehet tapasztalni ezeket az elhalkulási jelenségeket, mert talajhullám ilyenkor már nincsen vagy legalábbis annyira lecsökkent, hogy már nem okozhat észrevehető interferenciát a térhullámmal.

29.1.3. A hosszúhullámok terjedési sajátságai

A hosszúhullámok terjedési viszonyai szinte teljesen függetlenek a napfolttevékenységtől és az évszakoktól. Csak a napszakok befolyásolják egy kissé, amennyiben éjjel valamivel erősebbek a hullámok, mint nappal.

Talajhullám és térhullám egész nap észlelhető. Az ionoszférába meredeken behatoló hosszúhullámok visszaverődnek ugyan ezeken a rétegeken, de ugyanakkor erősen csillapodnak is. Ezért a több-

szörös visszaverődésekhez nagyteljesítményű adók szükségesek. A nagy adóteljesítmény stabil hatótávolságot eredményez, bármilyen legyen is az ionoszféra állapota. Hosszúhullámokat még a víz felszíne alatt is lehet venni (pl. a lemerült vízalattjárókban). Bemerülési mélységük a vízben körülbelül 10 m. A hullámok vételét főként a nyári hónapokban erősen rontják a légköri zavarok. Ezért a trópusokon nincsenek is hosszúhullámú műsorszóró állomások.

29.2. Rövid-, közép- és hosszúhullámú műsoradók vételére alkalmas antennák

Közép- és hosszúhullámon mindig függőleges polarizációval sugároznak a műsoradók. Vételükre mindig aszimmetrikus antennát használunk, az ellenpólust a föld alkotja. Minthogy a hullámtartomány 200 m-től 2000 m-ig terjed, a gyakorlatban alig van lehetőség a rezonanciához szükséges antennahossz elérésére, ezért a közép- és hosszúhullámú antennák mindig nagyon rövidnek számítanak. A sugárzási ellenállás nagyon kicsi, a talpponti ellenállás nagyjából megegyezik az antennakapacitásból (az antennavezető föld felé való kapacitásából) és a vételi frekvenciából kiszámítható kapacitív ellenállással. Hogy kielégítő feszültséget lehessen levenni az antennáról, lehetőleg minél nagyobb ellenállású bemenetre van szükség a vevőn. Tájékoztatásként körülbelül 2500 Ω-ra tehető a vevő bemenetén közép- és hosszúhullámon szükséges ellenállásérték. Illesztés nem érhető el, mert nem lehet az antenna frekvenciafüggő kapacitív ellenállását az egész frekvenciatartományban egy meghatározott ellenálláshoz illeszteni.

29.2.1. Magasantennák

A magasantenna az egyetlen antennafajta, amelynek hatásos része nagyrészt a zavarmentes sugárzási térben van, és többnyire kívül esik az erősáramú berendezések zavaróterein. Ha a háztető fölött néhány méterrel 100%-nak tekintjük a térerősséget, Moebes mérései szerint átlagosan

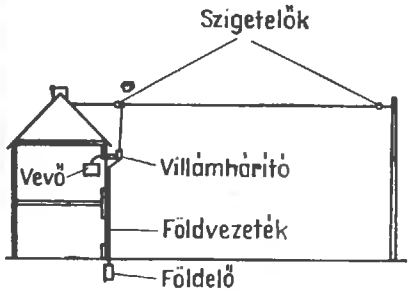
a padláson	70...80%;
a 2. emeleten	50%;
az 1. emeleten	20%;
a földszinten	5...10 és
a pincében	3...5%

a zavarmentes térerősségből megmaradó rész. Ezért a belső antennákkal csak tört részét kaphatjuk meg annak a vételi feszültségnek, amelyre a kérdéses helyen számíthatunk. Számítsuk hozzá ehhez még azt is, hogy a belső antennák és a szükségantennák majdnem mindig közvetlenül közel vannak a házi elosztóhálózat készülékeihez, és e készülékek zavarfeszültségeit is veszik.

A korszerű műsorvevők érzékenysége és a műsoradók nagy teljesítménye következtében még szükségantennával is kielégítő a vétel. A műsorválasztékkal és a műsorvétel zavarmentességével kapcsolatban egyre fokozódó igények azonban manapság is még szükségessé tehetik néha a magasantenna megépítését.

29.2.1.1. L- és T-antenna közép- és hosszúhullámra

Szerkezeti okok miatt az L-antenna a leggyakoribb egyhuzalos antennatípus a közép- és hosszúhullámok vételére. Egy vízszintes vagy ferde és egy függőleges szakasza van. Vízszintes vagy ferde szakaszát két, minél magasabb támpont között szigetelten kifeszített huzal alkotja, ennek egyik végéhez csatlakozik a függőleges levezető huzal (29.1. ábra). Az ilyen magasantenna hosszára és



29.1. ábra. Az L-antenna

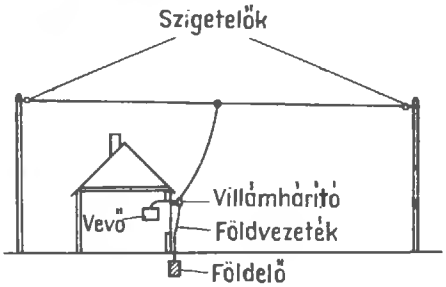
magasságára nincsenek merev előírások, a lényeges csak az, hogy „lehetőleg minél magasabban és minél szabadabban álljon, és ne legyen túlságosan rövid". Kerülni kell az egyéb szabadvezetékek és nagy fémtömegek közelségét, és ahol ez nem volna lehetséges, az antenna vezetékének lehetőleg merőlegesnek kell lennie a közeli vezetékre. A helyi adottságok figyelembevételével 15...30 m lehet a vezető teljes hossza. Legajánlatosabb a kereskedelmi forgalomban beszerezhető, 1,5...3 mm átmérőjű bronz antenna-litzéből elkészíteni. Elektromosan egyenértékűek ezzel a litze-huzallal, mechanikailag azonban nem ilyen hajlékonyak a réz-

ből vagy rézötvözetekből gyártott huzalok. Húzószilárdságuk szempontjából különösen nagyon jók a rézbevonatú acélhuzalok. Szigetelt huzalok és litzék is felhasználhatók, ugyanis a szigetelésnek nincs semmilyen észlelhető hátránya. Gyakorlatilag minden olyan vezető megfelel, amelynek nagy a szakítószilárdsága, és amely jól ellenáll a korrózionak. Tilos azonban az olyan vezető, amelynek átmérője nem nagyobb 1 mm-nél, mert veszélyes a madarakra!

Az antenna vízszintes szakaszát többnyire dió-szigetelőkkel szigeteljük el a felerősítési pontoktól. Úgy kell felszerelni őket, hogy ne húzásra, hanem nyomásra legyenek igénybe véve.

A magasantennák egy másik, ismert fajtája a T-antenna (29.2. ábra). Külsejét tekintve csak abban különbözik az L-antennától, hogy vízszintes szakaszának nem a végéhez, hanem a közepéhez csatlakozik a levezető huzal. Sem hatékonyságuk, sem működésük szempontjából nincs semmilyen lényeges eltérés a kétféle antenna között. Egyébként nem is fontos, hogy a T-antennán a függőleges levezető huzal pontosan a geometriai középpontban csatlakozzék a vízszintes részhez.

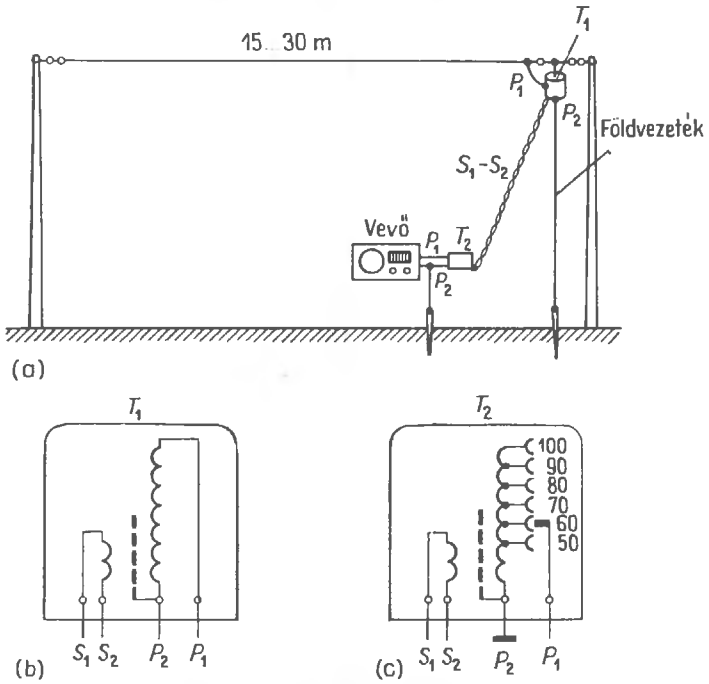
A közép- és hosszúhullámokra méretezett L- és T-antennákat természetesen a rövidhullámok vételére is a lehető legjobb eredményekkel lehet felhasználni. Minden magasantennát el kell látni az előírásoknak megfelelő hatékony villámvédelmi berendezéssel.



29.2. ábra. A T-antenna

29.2.1.2. Zavarszegény L-antenna műsorvételre

Levezetőjük révén erős zavarfeszültségeket vehetnek fel még az olyan magasantennák is, amelyek nagy magasságban emelkednek ki a helyi zavarfelhőből. Ilyen esetekben a 29.3. ábra szerinti elrendezés jelentősen csökkentheti a zavarokat. Megvalósításához nem sok anyagra van szükség. Az antennaoldali T_1 transzformátor 5 : 1 áttétellel le-



29.3. ábra. Zavarok ellen védett L-antenna rádióműsorok vételére:
(a) vázlatos felépítés; (b) a T_1 transzformátor kapcsolási rajza; (c) a T_2 transzformátor kapcsolási rajza

transzformálja az antennaimpedanciát, úgyhogy a szekunder tekercséhez csatlakozó tápvezeték nagyjából a hullámellenállásával van lezárva. Sodrott vezetékre gondolunk itt, a hálózati zsinórokban használatos gumi érszigetelésű sodratok (litzék) megfelelők. Hullámellenállásuk körülbelül 50 Ω. Az ilyen vezeték nem sok zavarfeszültséget vesz fel a környező zajfelhőből.

A vevőoldali T_2 transzformátort feltranszformálásnak megfelelően iktatjuk be, és a tekercs kivezetett megcsapolásainak felhasználásával a lehető legkedvezőbben illeszthetjük a vevő bemeneti ellenállását, amely hosszú- és középhullámon kerek számban rendszerint 2500 Ω.

Mindegyik transzformátorban egy elektrosztatikus árnyékoló lemez választja el egymástól a primer és a szekunder tekercset. Ez a lemez csökkenti a tekercsek közötti káros kapacitív csatolást, ezáltal hozzájárul a zavarfelvétel csökkentéséhez.

A meneteket 50 mm átmérőjű tekercstestre tekercseljük, és az egész transzformátort legalább 100 mm átmérőjű árnyékoló serlegbe helyezzük. Jól beválnak a fehérbádogból szűk méretek szerint elkészített és ráfeszített fedéllel lezárt burák. Minden tekercset 0,4 mm átmérőjű lakkozott rézhuzalból kell elkészíteni.

A T_1 transzformátor [29.3.(b) ábra] elkészítéséhez először 100 menetet tekercselünk fel a tekercstestre. Erre helyezzük rá a 25 mm széles vékony sárgaréz lemezből kivágott elektrosztatikus árnyékolást, de ennek a szalagnak a hosszát úgy szabjuk meg, hogy a végek között körülbelül 3,5 mm széles köz maradjon (nehogy rövidrezárt menetet alkosson a sárgaréz lemez!). Ezt az árnyékoló lemezt összekötjük a földelt P_2 tekercsvéggel. A lemez alatt és fölött egy-egy réteg szigetelőpapírral védjük meg a tekercseket a sérülés ellen. A lemez közepén helyezzük el a szekunder tekercs 20 menetét. Az árnyékolóburát ezen a T_1 transzformátoron nem földeljük.

A T_2 transzformátorból először az S_1—S_2 szekunder tekercs húsz menetét tekercseljük rá a csévetestre [29.3.(c) ábra], ezt követi az elektrosztatikus árnyékolás, majd rajta a szintén 100 menetet tartalmazó primer tekercs, amelyen a kapcsolási rajznak megfelelően különböző leágazásokat is készítünk. A P_2 tekercskezdetet összekötjük az árnyékoló lemezzel, az árnyékoló burával, a földelő vezetékkel és a vevő földelő hüvelyével. A P_1 pont a vevő antennabemenetéhez csatlakozik. Beállítunk egy távoli, gyenge adót, és a P_1 pontot véglegesen összekötjük a transzformátoron azzal a megcsapolással, amellyel a legnagyobb vételi hangerősséget kapjuk. A T_2 transzformátort úgy helyezzük el, hogy lehetőleg minél közelebb kerüljön a vevőkészülék bemenetéhez.

29.2.1.3. Függőleges rúdból kialakított és árnyékolt levezető kábellel ellátott magasantenna

A szigorúbb követelményeket kielégítő antennaberendezéseket — különösen a társasantennákat — árnyékolt levezető kábel köti össze a vevővel. Ezzel elérjük, hogy a sűrűn beépített területeken a talaj közelében különösen erős zavarterekből legfeljebb csak jelentéktelen zajfeszültségeket fog felvenni az antenna. Ha magát az antennavezetőt nagy magasságban, tehát a helyi zavarfelhőn kívül szereljük fel, a hasznos feszültség sokkal nagyobb lesz a zavarfeszültségnél, vagyis igen nagy jel—zaj arányt kapunk. A légköri kisülésekből származó zavarfeszültségek nagyságát azonban ilyen antennával sem lehet lecsökkenteni.

Az árnyékolt tápvezetékkel ellátott antenna többnyire egy függőleges (3 m hosszú), a tartószerkezettől elszigetelten felszerelt antennarúd. A csúcsán rendszerint egy védőgömb van a sustorgás csökkentésére; ilyen zajokat különösen a nagyon meleg nyári napokon gyakori légköri csendeskisülések és koronajelenségek szoktak előidézni. A hosszú-, közép- és rövidhullámon egyaránt jól használható antennarúd talppontjában egy szikraköz vezeti le a túlfeszültségeket.

A 3 m-es szabad antennahossz még a rövidhullámok tartományában is távol van a negyedhullámú rezonanciától, ami azt jelenti, hogy ennek az antennának minden hullámhosszon nagy kapacitív meddőellenállása van. Ha egy koaxiális kábellel közvetlenül csatlakoznánk az ilyen antennavezetőhöz, a körülbelül 30 pF-os antennakapacitás kapacitív feszültségosztót alkotna a körülbelül 80 pF/m kábelkapacitással, aminek következtében az antennafeszültségnek csak egy igen csekély hányada — a kábelhossztól is függő százaléka — jutna a kábel végére. Ezért fontos az, hogy egy megfelelő transzformátorral letranszformáljuk a talppontban az antenna nagy meddőellenállását.

Erre a célra egy csésze alakú ferritmagon lehetőleg minél kisebb tekercselési kapacitással egy széles sávú transzformátort készítünk. Minthogy azonban a műsorvevők bemenete nem alkalmas a koaxiális kábelek bekötésére, a tápkábel másik

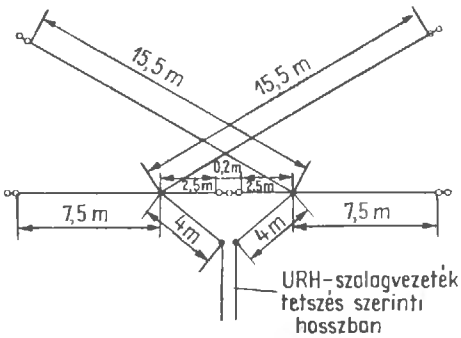
végén, a vevőoldalon is szükség van egy transzformátorra, hogy hozzáilleszthessük a koaxiális kábel hullámellenállását a műsorvevő bemeneti ellenállásához. A közép- és hosszhullámra méretezett transzformátorok a rövidhullámok átvitelére már kevésbé alkalmasak, úgyhogy ha súlyt vetünk a jó rövidhullámú vételre is, két további — de ferritmag nélküli — transzformátort is be kell iktatnunk az antenna tápkörébe.

Az elégtelen antennahossz és a transzformátorokkal és levezető kábellel előidézett veszteségek miatt csak kis hasznos feszültséget kapunk a vevő bemenetén. Minthogy azonban ugyanakkor nagy a jel—zaj arány, többnyire jól kihasználhatjuk a mai vevők érzékenységét. Csakhogy az ilyen antennaberendezésekkel elérhető nagy jel—zaj arány előnye is illuzórikussá válik, hiszen egy néhány különleges vevőt nem tekintve, manapság minden műsorvevőnek beépített, ki nem kapcsolható ferritantennája van, és ezzel minden zavarfeszültséget felszed a környezetből.

29.2.1.4. Széles sávú, rövidhullámú vevőantennák

A rövidhullámok vételére jól felhasználhatók a közép- és hosszúhullámok tartományában szokásos L- és T-antennák is. Tudnunk kell azonban, hogy a középhullámokon még nagyjából körsugárzónak tekinthető hosszabb huzalantennák a rövidhullámok vételekor egészen határozottan iránybatásúak.

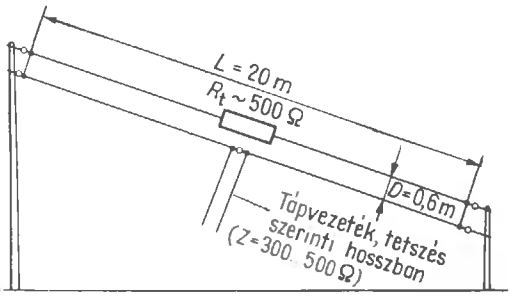
Különösen kedvező rövidhullámon a DM 2 ANM szerinti kettős dipólus, amelynek frekvenciasávja 2 MHz-től 26 MHz-ig terjed. Ennek az antennának közel kör alakú az iránydiagramja, és egy tetszés szerinti hosszúságú, 240 Ω hullámellenállású szalag vezetékkel csatlakoztatható a vevőhöz (29.4. ábra). A dipóluságak olyan hosszúak,



29.4. ábra. Széles sávú kettős dipólus rövidhullámú adók vételére

hogy az egyes dipólusok rezonanciái átfedik egymást. A táppontokban szét kell választani a szalagvezetéket, hogy megfelelő illesztés jöjjön létre (lásd a 6.1. alfejezetet). Az egyes dipóluságak nyílásszöge nem kritikus mennyiség, és a helyi adottságoknak megfelelően lehet felvenni.

Felhasználóik egyre dícsérik a T 2 FD-antennák jó vételi tulajdonságait (lásd a 12.2. alfejezetet). Mint aperiodikus antenna igen széles a frekvenciasávja, úgyhogy a rövidhullámú műsorsávok mindegyikében használható. Ezenkívül nincsenek kifejezett előnyös irányai vagy nullahelyei a sugárzási diagramon, és a közép- vagy hosszúhullámok vételére is alkalmas. Minthogy pedig a műsorvevők bemeneti ellenállása a rövidhullámok tartományában 600 Ω nagyságrendű, még az illesztéssel sincsen baj, ugyanis a T 2 FD-antenna talpponti ellenállása az R_t lezáróellenállástól függően 300...500 Ω. Ennek az R_t ellenállásnak a terhelhetőségére vonatkozólag nincs különösebb követelményünk, valamilyen szokásos kivitelezésű, tetszés szerinti terhelhetőségű ultrarövid hullámú rétegellenállást használhatunk fel erre a célra.



29.5. ábra. T 2 FD széles sávú antennája (5...25 MHz-re)

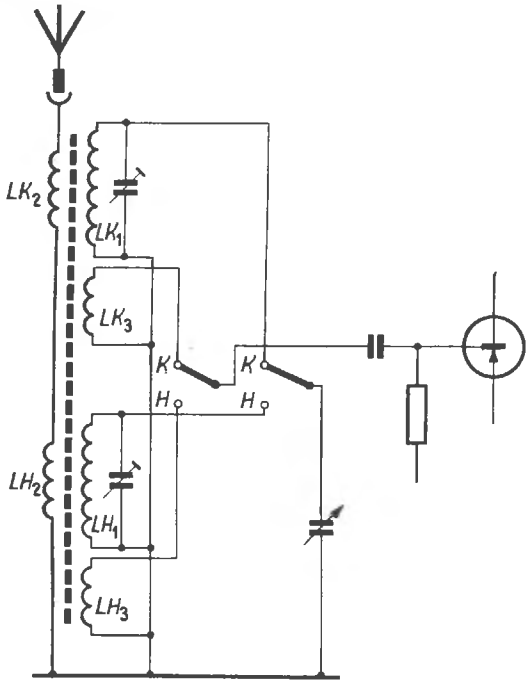
A 29.5. ábrán a rövidhullámú rádióműsorok vételére legmegfelelőbb méreteket tüntettük fel (az átviteli sáv 5 MHz-től 25 MHz-ig terjed). További elektromos és mechanikai adatokat a 12.2. alfejezetben találunk.

29.2.2. Ferritrudas antennák

A ferritrudas antenna közvetlenül a keretantennából származtatható. A műsorszóró adók megjelenésének kezdeti éveiben népszerű volt a keretantenna, az akkori táskavevők és egyes asztali készülékek szokásos tartozéka volt. A kis veszteségű és nagyfrekvencián is jól felhasználható ferromágneses anyagok kifejlesztésével azonban ki-

szorította a piacról a ferritantenna. A nagyjából egyenlő érzékenységű és irányhatású ferritantenna a keretantennához képest alig egy huszadnyi helyet foglal el, ezért ma már majdnem minden otthoni műsorvevőben, táskavevőben és zsebrádióban megtalálható.

Mint a 29.6. ábrán látjuk, a vevőkészülékek ferritantennás bemenete csak abban különbözik a



29.6. ábra. Ferritrudas antenna a vevő bemeneti áramkörében

szokásos bemeneti áramköröktől, hogy az LK_1 és LH_1 rezgőköri induktivitások, a külső antennához tartozó LK_2 és LH_2 csatolótekercsek és a tranzisztorok báziskörében levő LK_3 és LH_3 kicsatolótekercsek nem a szokásos tekercstesten, hanem egy ferritrúdon vannak elhelyezve. A ferritantenna tekercsei többnyire egyrétegűek és hengeres alakúak. A műsorvevők közép- és hosszúhullámon működnek ferritantennával. A rövidhullámú adók vételéhez rendszerint segédantennára van szükség, bár olyan ferritrudak is kaphatók, amelyek kifejezetten rövidhullámra valók. A beépített ferritrúdon a beszabályozáshoz eltolhatóan behelyezett tekercsek egyúttal a vevő bemeneti induktivitásai is. Ezért rendszerint nem is lehet kiiktatni a ferritantennát. Egyes vevőkben a káván belül elforgathatóan van felszerelve a ferritrúd, hogy a jó irányhatást ügyesen ki lehessen használni a zavaró adók kényelmes kiszűrésére. Egy külön antennacsatlakozó hüvely lehetővé teszi a magasantenna vagy segédantenna bedugaszolását.

A keretantennák és a ferritantennák működését és tulajdonságait a 28.4.1. pontban részletesebben ismertettük. Az ott közölt adatok elsősorban a 80 m-es sáv iránymérő antennáira vonatkoznak ugyan, de az elmélet szerint a műsorvevőkre is ugyanúgy érvényesek.

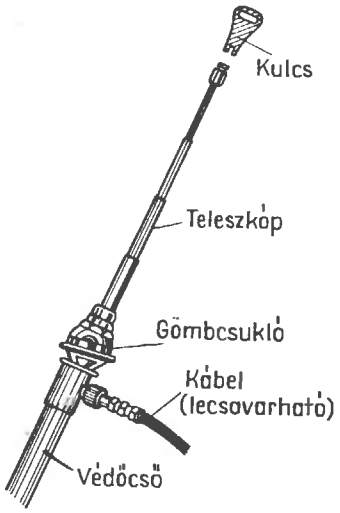
29.2.3. Autóantennák

A gépkocsik rádióvevője be van építve a fémkarosszériába, amelybe csak erős csillapítással hatolhatnak be a nagyfrekvenciás hullámok. Az ilyen vevőkészülékekhez ezért feltétlenül csatlakoztatni kell egy külső antennát, amelyet a karosszérián kívül kell felszerelni, és amely többnyire egy közel függőleges helyzetű, 1...2 m hosszú rúd. Ehhez kell fúrni a karosszériát, de ahol ez nehézségekbe ütközik vagy nemkívánatos megoldás, különleges kivitelezéssel az ablakra vagy az esővíz levezetésére szolgáló csatornára szerelhető az antenna. Tápadóantennák is használatosak, a talppontjukban erős permanens mágnes tartja őket, úgyhogy minden további rögzítő eszköz nélkül is biztonságosan hozzátapadnak minden acélkarosszéria felületéhez. A vevőhöz lehetőleg minél rövidebb és kis kapacitású, körülbelül 180 Ω hullámellenállású koaxiális kábellel csatlakoznak ezek az autóantennák.

A venni kívánt hullámok hosszához képest az autóantennák nagyon rövidek, és közel vannak a talajhoz, ezért csak kis feszültséget továbbítanak a vevő bemenetére. A rúd és a kábel hosszától függően különböző antennakapacitások miatt a vevő egy antennatrimmert is tartalmaz, de ezt csak egyszer kell kihúzott antennával és körülbelül 600 kHz frekvencián a legnagyobb hangerősség szerint beállítani (a zajmaximumra). A legtöbb vevőben csak akkor lehetséges ez a beállítás, ha a teljes antennakapacitás (az antennarúd és a karosszéria közötti kapacitás és a bekötőkábel belső vezetője és árnyékolása közötti kapacitás együttesen) 70 pF alatt marad.

Az antenna majdnem mindig teleszkópszerű. Népszerűek ezenkívül a műanyag (többnyire üvegszállal erősített poliészter gyanta) burkolatú, belül fémvezetőt tartalmazó antennarudak is; törhetetlenek, és a legerősebb hajlító-igénybevétel után is teljesen kiegyenesednek.

A teleszkópantennák besüllyeszthetők is lehetnek, és ez esetben teljes egészükben betolhatók a karosszériába beépített védőcsőbe. A besüllyeszthető antennákat sokszor csak a hozzájuk tartozó kulccsal lehet kihúzni (29.7. ábra). Más esetekben



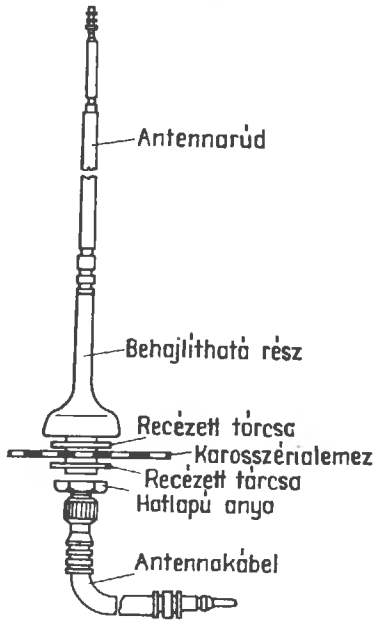
29.7. ábra. Besüllyeszthető és lezárható autóantenna

a vezetői ülésről egy kézi forgattyúval vagy esetleg elektromotorral lehet kiemelni őket. A talppontban többnyire golyós csukló szokott lenni, hogy a ferde karosszériafelületre is merőlegesen lehessen állítani a rudat. Más változatokban ugyanerre a célra egy behajlítható rész van a talppont fölött (29.8. ábra).

Többnyire a bal oldali tartó előtt, az elülső szélvédő mellett építik be az autóantennát. Elektromosan a gépkocsi jobb oldala is éppen így megfelelne, a bal oldal azonban távolabb van a rongálásra hajlamos járókelőktől, akik szívesen elhajlítanák a parkoló kocsi antennáját. Ez a beépítési mód különösen a pontonkarosszériákon felel meg, ezenkívül ultrarövid hullámon a lehető legjobb vételt nyújtja, ami úgy hallatszik, mintha ellentétben volna az elmélettel. A valóságban az a helyzet, hogy a karosszéria fémfelületén eltorzul a vízszintes polarizációval kisugárzott ultrarövid hullámok erőtere. Az elülső ablakkerettől körülbelül 10 cmre nyilván olyan kedvező ez az erővonal-torzulás, hogy a függőlegesen polarizált autóantennát itt közel függőlegesen polarizált elektromos erőtér veszi körül.

A kocsi tetejére szerelt antenna ritkább, mert itt nem szívesen fúratja át az ember a karosszériát, ezenkívül a hosszabb antennavezeték miatt amúgy is elvész a szabad helyzetből származó előny.

Még nagyobb hátránnyal jár a farraszerelés. Innen már körülbelül 4 m hosszú vezeték kell a vevőhöz, úgyhogy a megengedettnél nagyobbá vá-



29.8. ábra. Autóantenna könyökidommal

lik a vevő bemenetén kiadódó kapacitás, és a vevőben levő antennatrimmert már nem lehet kifogástalanul beállítani. Ezért ilyenkor be kell építeni egy soros kondenzátort az antennadugaszba, és ezzel a megengedett 70 pF maximumra kell lecsökkenteni az antennaberendezés túlságosan nagy kapacitását. A soros kondenzátor azonban legalább 40%-os feszültségveszteséget okoz. Az az érv, hogy a farantenna távolabb van a motortól és ezért kevesebb zajt vehet fel, tarthatatlannak bizonyult, mert a fémkarosszéria elöl is majdnem ugyanolyan jól árnyékolja az antennát az ilyen zavaroktól, mint hátul.

29.3. Tv-vételre alkalmas antennák

A kísérletezéseket szerető amatőrök kívánságára ebben a fejezetben a tv-antennák egyszerűbb típusaira közlünk méretezési adatokat. Minthogy a tv-antennák technikája sok tekintetben megegye-

zik a rádióamatőrök ultrarövid hullámú antennáinak technikájával, a működési elv részletes leírásától eltekinthetünk.

A reciprocitási törvény értelmében függetlenek az antennatulajdonságok attól, hogy adásra vagy vételre alkalmazzuk az antennát. A jellemző adatokat, úgymint az antennanyereséget, az iránydiagramokat, a talpponti ellenállást stb. tehát nem befolyásolja az, hogy adó- vagy vevőantennáról van szó. Egy további fontos megállapítást tartalmaz a modelltörvény. E törvény szerint ha egyszer már ismerjük egy bizonyos frekvencián az antenna tulajdonságait és méreteit, más frekvenciákra is elvégezhetjük a méretezést anélkül, hogy ezáltal megváltoznának a jellegzetes tulajdonságok. A gyakorlatban úgy érjük ezt el, hogy minden mennyiségre frekvenciában fejezzük ki az átszámítási tényezőket, és ezeket használjuk fel a más üzemi frekvenciákon alapuló méretezésekhez. Nincs tehát semmi akadálya annak, hogy a tv-vételben bevált antennát átszámítsuk a 2 m-es amatőrsávra, majd ugyanazokkal a tulajdonságokkal adásra is felhasználjuk.

Ne felejtsük el azonban, hogy a tv-műsor vételére szánt antennától más sugárzási tulajdonságokat követelünk meg, mint egy olyan antennától, amelyet az amatőrsávokban akarunk használni. Az amatőrantennákkal kapcsolatban az antennanyereség van előtérben, ezt pedig üzemi okokból elsősorban főként úgy érjük el, hogy csökkentjük a függőleges síkban a sugárnyaláb nyílásszögét. Az amatőrantenna vonatkozásában elegendőnek bizonyul a 2 m-es sávban 2 MHz, a 70 cm-es tartományban pedig 4 MHz sávszélesség; nagy hátrasugárzási csillapítást, kis vízszintes nyílásszöget és melléknyalábtól mentes sugárzási diagramot nem követelünk meg tőle. Ugyanakkor viszont a jó tv-antennától — különösen a színes tv-ben — nagyobb sávszélességet és jobb irányhatást várunk el, főként a vízszintes síkban, mert kellő hatékonysággal akarjuk kiküszöbölni a zavaró hatásokat (a visszaverődéseket, az ugyanabban a csatornában sugárzó más adók vételét stb.). Ezért az amatőrrádiózásban nagyon jól beváló antennafajták nem minden esetben használhatók fel tv-vételre.

Azt is meg kell mondanunk, hogy csodaantennák nincsenek, vagyis nem képzelhetünk el olyan antennákat, amelyek a legkisebb ráfordítások árán háttérbe szorítják a sokelemes gyári antennák vételi teljesítőképességét. Az antennanyereség mindig összefügg az antennastruktúra térbeli kiterjedésével. Ezeket az összefüggéseket a 3.2.3.3. alpontban részletesen elmagyaráztuk.

A gyári antennák közül különösen a korszerű Yagi-antennák jelenlegi színvonalát semmiképpen sem lehet utolérni vagy éppenséggel felülmúlni az amatőrszerűen házilag kifejlesztett megoldásokkal. Értelmetlenség volna ezeken az antennákon mechanikai módosítások útján megpróbálni megjavítani a vételi tulajdonságokat. Javulást csak úgy érhetünk el, hogy kicseréljük a tönkrement szalagkábelt, és kiküszöböljük az egyéb korróziós jelenségeket, beállítjuk a legkedvezőbb vételi irányt, esetleg áttelepítjük antennánkat olyan helyre, ahol kedvezőbbek a vételi viszonyok.

A tv-vételben előnyben részesített Yagi-antennák nyereségére az az egyszerű gyakorlati szabály érvényes, hogy *a feszültségnyereség nagyjából megegyezik az antennaelemek számából vont négyzetgyökkel.* Ezek szerint például egy kilencelemes Yagi-antenna feszültségnyeresége $\sqrt{9} = 3$. A háromszoros feszültségnövekedés 9,5 dB nyereségnek felel meg, tehát az eredmény összhangban van a tapasztalattal. Egy másik gyakorlati szabály értelmében ahányszor megkétszerezzük az elemek számát, annyiszor 3 dB-lel nő meg az antennanyereség. Közelítő pontossággal azt is megmondhatjuk, hogyan függ a hosszú Yagi-antennák nyeresége a viszonylagos antennahossztól. A viszonylagos antennahossz fogalma azt jelenti, hogy az antenna (a boom) hossza terjedelmét az üzemi hullámhosszban fejezzük ki. A 22.7. ábráról a viszonylagos hossz függvényében leolvashatjuk a bármilyen Yagi-antennára várható nyereségét.

Annak nincs sok értelme, hogy tv-antennánk otthoni megépítéséhez valamilyen egészen kifinomult, keskeny sávú típust válasszunk mintának. E típusokban nagyon pontosan kell tartani a méreteket; a csövek átmérője és az antennaelemek tartója nagymértékben befolyásolja a rezonanciahosszt. Helyesen akkor járunk el, ha széles sávú, minél kevésbé kényes típust választunk, vagyis ha olyan antennát készítünk magunknak, amellyel akkor is jó eredményeket érhetünk el, ha a környezeti hatások elhangolódásokat okoznak. Az otthoni elkészítésre most ismertetendő tv-antennákat ebből a szempontból választottuk ki. A tárgyalt Yagi-antennák mind tiszta fémszerkezetek, vagyis az antennaelemekhez fémtartót készítünk, és geometriai középpontjukban közvetlenül erősítjük rá az elemeket. Az antennaelemek átmérője, ha másként nem adjuk meg, 8...12 mm lehet. Mindegy, hogy csövet vagy tömör rudat használunk fel erre

a célra. Mindegyik antennát vízszintes polarizációra adjuk meg.

Nyomatékosan felhívjuk olvasóink figyelmét az antennaszerkezetek törvényes előírásaira. A fontosabbakat ezek közül a 33. fejezetben közöljük. Az antennaépítéssel kapcsolatban esetleg felvetődő kérdéseket mindig szakemberrel beszéljük meg és tisztázzuk.

29.3.1. Az egyelemes antenna

Jó vételi viszonyok között sok esetben elegendő a rezonáns félhullámú — egyenes vagy hajlított — dipólus is. Általában ezt tekintjük vonatkozási alapnak, amikor össze akarunk hasonlítani különböző antennákat, ezért a 0 dB antennaerősítést rendeljük hozzá.

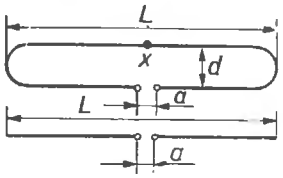
Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 0 dB, hátrasugárzási csillapítás 0 dB, talpponti ellenállás 60 Ω (egyenes dipólus) vagy 240 Ω (hajlított dipólus), nyílásszög a vízszintes síkban kb. 80°, a függőleges síkban pedig 360°.

A dipólusok rezonanciahosszát a CCIR és az OIRT szerinti, méteres hullámú tv-tartományokra a 29.1. táblázatban közöljük. Az adatok a 29.9. ábrára vonatkoznak.

A táppont *a* távolsága nem kritikus mennyiség, 10 és 30 mm között bármekkora lehet. A hajlított dipólusok *d* távolságát a CCIR 2...4. és az OIRT 1...5. tv-csatornáiban 100 mm ± 20% nagyságúra vehetjük. A nagyobb frekvenciákon pedig a CCIR 5...12. és az OIRT 6...12. tv-csatornáihoz $d = 50$ mm ± 10%. Az *X*-szel jelölt pontban leföldelhetjük a hurkolt dipólust.

Minden méret milliméterben értendő.



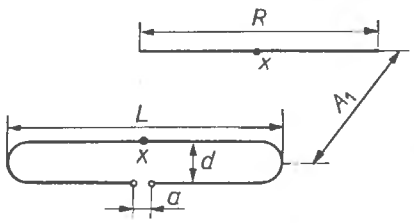
29.9. ábra. Vázlat az egyelemes dipólusok méretezéséhez (29.1. táblázat)

29.3.2. A kételemes antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 4 dB, hátrasugárzási csillapítás 8 dB, talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz 0,27λ, nyílásszög a vízszintes síkban 75°, a függőleges síkban pedig 140°.

Minden része fémből van, földelési és felerősítési pontját a 29.10. ábrán *X*-szel jelöltük meg. Az an-



29.10. ábra. Vázlat a kételemes antennák méretezéséhez (29.2. táblázat)

29.1. táblázat. A 29.9. ábra szerinti egyenes és hajlított dipólusok rezonanciahossza a méteres hullámú tv-műsorok vételére

OIRT-csatorna	*L* hossz	CCIR-csatorna	*L* hossz
1. (48,5...56,5 MHz)	2760	2. (47... 54 MHz)	2850
2. (58... 66 MHz)	2340	3. (54... 61 MHz)	2500
3. (76... 84 MHz)	1820	4. (61... 68 MHz)	2230
4. (84... 92 MHz)	1650	5. (174...181 MHz)	808
5. (92...100 MHz)	1500	6. (181...188 MHz)	780
6. (174...182 MHz)	800	7. (188...195 MHz)	750
7. (182...190 MHz)	770	8. (195...202 MHz)	722
8. (190...198 MHz)	736	9. (202...209 MHz)	696
9. (198...206 MHz)	705	10. (209...216 MHz)	675
10. (206...214 MHz)	680	11. (216...223 MHz)	655
11. (214...222 MHz)	655	12. (223...230 MHz)	632
12. (222...230 MHz)	635		

Minden számadat mm-ben értendő.

29.2. táblázat. A 29.10. ábra szerinti kételemes antennák méretei

OIRT-csatorna	*L*	*R*	*A*	CCIR-csatorna	*L*	*R*	*A*
1.	2640	2960	1600	2.	2720	3040	1640
2.	2200	2480	1340	3.	2380	2650	1440
3.	1680	1900	1000	4.	2100	2350	1290
4.	1550	1720	900	5.	733	938	430
5.	1400	1580	840	6.	707	902	415
6.	730	932	428	7.	680	870	400
7.	700	894	410	8.	656	840	388
8.	670	856	395	9.	635	810	375
9.	645	825	380	10.	608	785	362
10.	622	795	368	11.	597	760	352
11.	600	765	355	12.	575	738	340
12.	576	740	342				

Minden számadat mm-ben értendő.

tennaelemek fém tartószerkezetének átmérője 25 mm + 30%. Az *a* és *d* távolságok ugyanakkorák, mint a 29.3.1. pontban. A 29.2. táblázatban közölt adatok a 29.10. ábrára vonatkoznak.

Minden adat milliméterben értendő.

29.3.3. A háromelemes Yagi-antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 5 dB, hátrasugárzási csillapítás 12 dB, talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz körülbelül 0,24λ, nyílásszög a vízszintes síkban 70°, a függőleges síkban 120°.

Minden része fémből készül, földelési és felerősítési pontját a 29.11. ábrán *X* jelöli. Az antennaelemek fémtartójának átmérője 20 mm ± 20%. Az *a* és *d* távolság ugyanaz, mint a 29.3.1. pontban. A 29.3. táblázat adatai a 29.11. ábrára vonatkoznak.

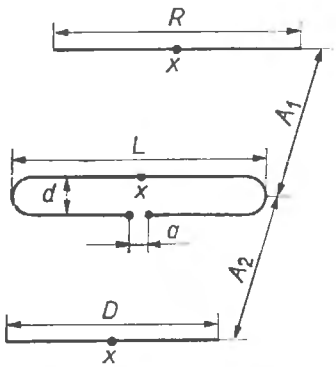
29.3.4. A négyelemes Yagi-antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

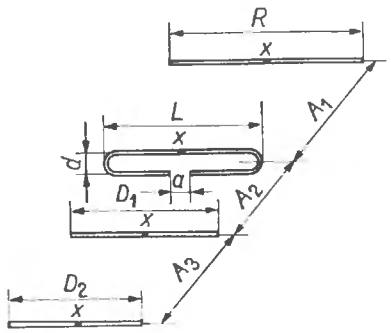
Antennanyereség 6 dB, hátrasugárzási csillapítás 14 dB, talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz 0,6λ, nyílásszög a vízszintes síkban 65°, a függőleges síkban pedig 95°.

Teljesen fémszerkezetű, földelése és felerősítése az *X* pontban (29.12. ábra). Mindegyik antennaelem átmérője a CCIR 2...4. és az OIRT 1...5. csatornáiban 15 mm ± 30%. Ha a CCIR 5...12. és az OIRT 6...12. csatornákra végezzük el a méretezést, 11 mm ± 30% nagyságúra vegyük az elemek átmérőjét.

A sávszélesség szempontjából kedvező ez az antenna. A méteres hullámok tartományának ki-



29.11. ábra. Vázlat a háromelemes Yagi-antennák méretezéséhez (29.3. táblázat)



29.12. ábra. Vázlatos rajz a 29.4. táblázat szerinti négyelemes Yagi-antenna méretezéséhez

29.3. táblázat. A 29.11. ábra szerinti háromelemes Yagi-antennák méretei

Csatornaszám	L	R	D	A_1	A_2
	hosszméret		távolság		
	OIRT csatornák				
1.	2720	3300	2420	850	510
2.	2280	2770	2020	700	430
3.	1750	2140	1560	550	340
4.	1580	1920	1400	490	310
5.	1440	1750	1290	460	280
6.	840	970	705	265	210
7.	810	923	670	255	205
8.	775	885	645	240	195
9.	745	850	620	232	185
10.	718	820	598	225	180
11.	685	790	575	217	170
12.	670	765	555	210	165
	CCIR csatornák				
2.	2800	3400	2480	880	530
3.	2450	2970	2170	770	470
4.	2170	2630	1930	670	410
5.	845	970	705	265	210
6.	815	930	677	255	205
7.	785	895	650	245	195
8.	758	867	630	240	190
9.	733	835	610	230	180
10.	710	810	590	220	175
11.	690	785	570	215	170
12.	670	760	555	208	165

Minden számadat milliméterben értendő.

sebb frekvenciájú részében (a CCIR 2...4. és az OIRT 1...5. csatornákban) két szomszédos csatornát vehetünk a 29.4. táblázat szerint a nagyobb frekvenciájú csatornára mérezetett antennával. Például a CCIR 4. csatornára mérezetett antennával ugyanazokkal a műszaki adatokkal a CCIR 3. (továbbá az OIRT 2.) csatornát is vehetjük. A méteres hullámú tartomány nagyobb frekvencián (a CCIR 5...12. és az OIRT 6...12. csatornák vonatkozásában) legalább három szomszédos csatornára terjed ki a sávszélesség, de itt is a legnagyobb frekvenciákat magába foglaló csatornára kell elvégezni a méretezést. Például a CCIR 8. csatorna antennája a CCIR 7. és a CCIR 6., továbbá az OIRT 8., az OIRT 7. és az OIRT 6. csatornát is veszi. Az ilyen antennákat általában csatornacsoportos antennának nevezzük.

A táblázatban minden méret milliméterben értendő.

29.3.5. A hatelemes csatornacsoportos Yagi-antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 8 dB, hátrasugárzási csillapítás 15 dB, tallpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz 0,9λ, nyílásszög a vízszintes síkban 55°, a függőleges síkban 73°.

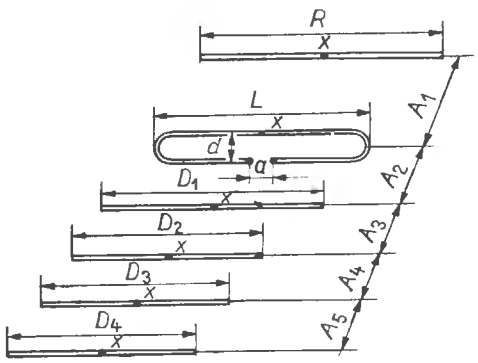
Teljesen fémes felépítés, földelése és felerősítése az X pontban (29.13. ábra). Mindegyik antennaelem átmérője 11 mm ± 30%. Az antennaelemek tartójának átmérőjére nem adhatunk merev megkötéseket, úgyhogy a mechanikai követelmények szerint vesszük fel az értékét.

E csatornacsoportos antenna sávszélessége a méteres hullámok kisebb frekvenciájú részében legalább két szomszédos tv-csatornára terjed ki, ha a nagyobb frekvenciájú csatornára méretezzük a rezonanciát. Mechanikai okokból ez a hatelemes

29.4. táblázat. A 29.12. ábra szerinti négyelemes Yagi-antennák méretei

Csatorna-szám	L	R	D_1	D_2	A_1	A_2	A_3
	hosszúság		távolság				
			OIRT csatornák				
1.	2950	3460	2400	2350	1550	400	1280
2.	2530	2960	2040	2000	1330	360	1100
3.	1980	2320	1620	1570	1050	280	850
4.	1820	2120	1470	1440	950	260	780
5.	1670	1940	1350	1320	870	230	720
6.	920	1075	744	730	485	130	395
7.	880	1030	710	700	465	125	380
8.	845	985	684	670	445	120	365
9.	810	948	655	645	430	114	350
10.	780	915	630	620	415	110	340
11.	752	880	610	600	400	106	325
12.	726	850	588	577	385	102	315
			CCIR csatornák				
2.	3100	3600	2500	2450	1630	430	1320
3.	2740	3200	2220	2180	1440	380	1180
4.	2450	2870	1970	1940	1300	360	1040
5.	925	1080	745	735	490	130	400
6.	890	1040	720	705	470	125	385
7.	860	1000	690	680	455	120	370
8.	830	965	670	660	440	115	355
9.	800	935	645	635	425	112	345
10.	775	905	625	615	410	110	335
11.	750	875	605	595	395	105	325
12.	725	850	590	580	385	100	315

Minden számadat milliméterben értendő.



29.13. ábra. Vázlatos rajz a 29.5. táblázat szerinti hatelemes Yagi-antenna méretezéséhez

antenna képviseli az I. tv-sávban a maximumot, amit hazai eszközökkel még megvalósíthatunk. Az OIRT-frekvenciafelosztáson belül a frekvenciamodulációs rádióműsorok helyzete szükség esetén olyan méretezést is lehetővé tesz, amely a frekvenciamodulációs műsoradóknak és a frekvenciában szomszédos tv-csatornának is megfelel. A 29.5. táblázatban figyelembe vettük az ilyen összeállításokat. A méteres hullámok tartományának nagyob frekvenciáin legalább öt szomszédos csatornára terjed ki a sávszélesség. E tartományban elegendő tehát négy különböző méretezés, és a frekvenciák jelentős mértékben átfedik egymást.

29.3.6. A nyolcelemes Yagi-antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennacsillapítás 9,5 dB, hátrasugárzási csillapítás 15 dB, talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz 0,87λ, nyílásszög a vízszintes síkban 48°, a függőleges síkban 57°.

Jellegzetes egycsatornás, aránylag nagy nyereségű antenna. A direktorok mind egyenlő hosszúak. Teljesen fémes felépítés, földelése és felerősítése az X pontban (29.14. ábra). Az antennaelemek fémtartójának átmérőjére 20 mm ±20% értéket ajánlhatunk.

29.5. táblázat. A 29.13. ábra szerinti hatelemes csatornacsoportos Yagi-antennák méretei

	Csatornacsoportok (C—...=CCIR, O—...=OIRT								
	C—1. C—2. C—3.	O—2. C—3. C—4.	O—2. C—4. FM—OIRT	O—3. O—4.	O—4. O—5. FM—CCIR	C—5... C—9 O—6... O—9	C—6... C—10 O—7... O—10	C—7... C—11 O—8... O—11	C—8... C—12 O—9... O—12
L hosszúság	2600	2340	2200	1720	1580	735	721	700	678
R hosszúság	3130	2800	2630	2070	1900	883	866	839	812
D_1 hosszúság	2220	1990	1870	1470	1350	628	616	598	580
D_2 hosszúság	2240	2010	1890	1485	1365	638	623	603	584
D_3 hosszúság	2210	1980	1860	1460	1345	622	613	594	576
D_4 hosszúság	2170	1945	1830	1435	1320	617	602	584	566
A_1 távolság	1430	1280	1200	945	870	404	396	384	372
A_2 távolság	348	312	295	230	212	98	96	93	90
A_3 távolság	1150	1030	965	765	705	327	318	310	300
A_4 távolság	1010	900	843	665	615	285	280	270	262
A_5 távolság	1100	985	920	730	670	311	305	295	286

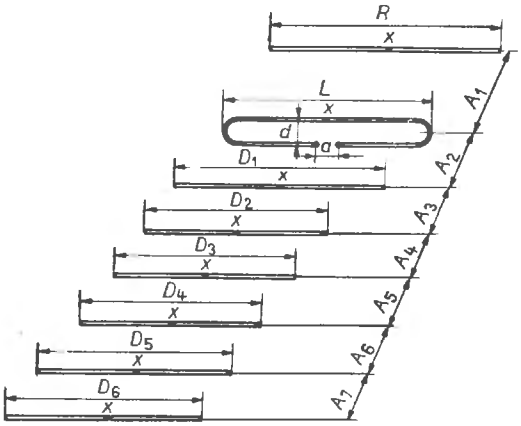
Minden számadat mm-ben értendő.

29.6. táblázat. A 29.14. ábra szerinti nyolcelemes Yagi-antennák méretei

OIRT csatornák	**6.**	**7.**	**8.**	**9.**	**10.**	**11.**	**12.**
L hossz	768	733	704	675	650	627	604
R hossz	886	845	813	780	750	723	697
$D_1 \ldots D_6$ hosszak	708	676	650	623	600	578	558
A_1 távolság	274	262	251	241	232	224	216
A_2 távolság	173	166	159	153	147	142	137
A_3 távolság	246	234	225	216	208	200	193
A_4 távolság	162	155	148	142	137	132	128
A_5 távolság	177	169	162	156	150	145	139
A_6 távolság	190	180	173	166	160	154	149
A_7 távolság	210	201	193	185	178	172	165

CCIR-csatornák	**5.**	**6.**	**7.**	**8.**	**9.**	**10.**	**11.**	**12.**
L hossz	772	742	715	690	665	644	622	602
R hossz	882	854	824	796	768	750	722	695
$D_1 \ldots D_6$ hosszak	712	684	660	635	612	596	578	556
A_1 távolság	274	264	255	246	237	230	223	216
A_2 távolság	174	168	162	156	150	145	141	137
A_3 távolság	246	237	228	221	212	205	198	193
A_4 távolság	163	156	150	145	140	136	132	128
A_5 távolság	178	171	165	159	154	148	143	139
A_6 távolság	191	183	175	168	164	158	153	149
A_7 távolság	211	203	195	188	182	177	171	165

Minden adat milliméterben értendő.



29.14. ábra. Vázlatos rajz a 29.6. táblázat szerinti nyolcelemes Yagi-antenna méretezéséhez

A 29. 6. táblázatban minden adat milliméterben értendő.

29.3.7. A kilencelemes Yagi-antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 11 dB, hátrasugárzási csillapítás 18 dB, talpponti ellenállás 240Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz 1,6 λ (a hosszú Yagi-antennának megfelelő típus), nyílásszög a vízszintes síkban 40°, a függőleges síkban 50°.

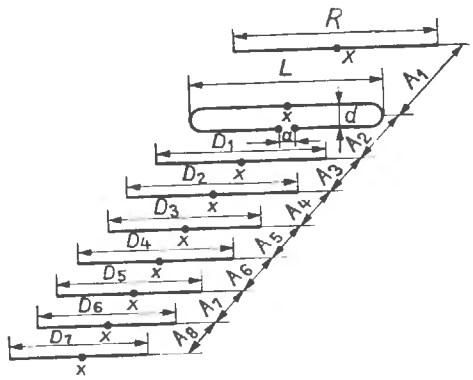
Teljesen fémes felépítés, földelése és felerősítése az *X* pontban (29.15. ábra). Mindegyik antennaelem 10 mm ± 20% átmérőjű, az antennaelemek tartójának átmérője pedig 20...25 mm.

29.7. táblázat. A 29.15. ábra szerinti kilencelemes hosszú Yagi-antennák méretei

OIRT-csatornák	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.
L hossz	760	726	698	672	646	620	598
R hossz	938	900	862	828	795	763	735
D_1 hossz	685	655	628	604	580	558	539
D_2 hossz	675	648	620	595	573	550	531
D_3 hossz	665	642	615	590	568	546	526
D_4 hossz	658	630	604	580	558	537	518
D_5 hossz	646	620	594	570	548	528	509
D_6 hossz	635	610	585	561	540	520	500
D_7 hossz	624	599	574	551	530	510	491
A_1 távolság	348	333	317	302	292	280	270
A_2 távolság	289	278	266	256	246	238	228
A_3 távolság	425	408	390	375	360	346	334
A_4...A_8 távolságok	328	316	302	288	278	270	260

CCIR-csatornák	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.
L hossz	762	734	707	682	661	637	613	597
R hossz	943	908	875	843	815	788	763	735
D_1 hossz	689	663	639	616	595	575	557	539
D_2 hossz	678	652	628	606	585	566	548	531
D_3 hossz	672	647	623	601	580	561	543	526
D_4 hossz	661	636	612	591	571	552	534	518
D_5 hossz	650	625	602	581	561	542	525	509
D_6 hossz	638	614	590	571	551	533	516	500
D_7 hossz	627	603	581	561	542	523	507	491
A_1 távolság	345	332	319	308	298	288	279	270
A_2 távolság	291	280	270	260	251	243	235	228
A_3 távolság	427	410	395	381	368	356	345	334
A_4...A_8 távolságok	331	318	307	296	286	276	268	260

Minden adat milliméterben értendő.



29.15. ábra. Vázlatos rajz a 29.7. táblázat szerinti kilencelemes hosszú Yagi-antenna méretezéséhez

29.3.8. A 13-elemes csatornacsoportos Yagi-antenna

E hosszú Yagi-antennában a 29.3.5. pont szerinti hatelemes csatornacsoportos Yagi-antenna az alapelem. A kibővítés abban áll, hogy az alapelemhez hozzávesszünk még két reflektort, hogy nagyobb legyen a hátrasugárzási csillapítás, ezenkívül öt további direktort is alkalmazunk. Ily módon teljesen megtarthatjuk az alapantenna viszonylag nagy sávszélességét.

Minthogy itt az antennák egyik alapeleméről van szó, elhagyhatjuk a két kiegészítő reflektort, és szükség esetén a direktorok számát is lecsökkenthetjük az eredeti hat elemre. Ugyanakkor azonban további direktorok hozzáadásával még bővíthetjük is az antennát. A további direktorok ugyanolyan hosszúak, mint D_9, és távolságuk is egységesen A_{10}. Tizenhét elemmel 12,5 dB-re nő meg az antennanyereség. Ha viszont csak nyolc antennaelemet tartunk meg, az antennanyereség 9 dB-re csökken.

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 11,5 dB, hátrasugárzási csillapítás 23 dB, talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz $3{,}4\lambda$, nyílásszög a vízszintes síkban 40°, a függőleges síkban 44°.

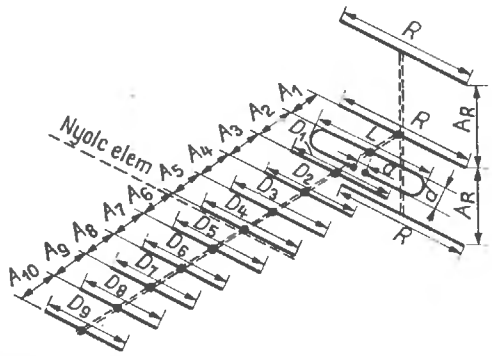
Teljesen fémes felépítés. Földelési és felerősítési pontját a 29.16. ábrán *X*-szel jelöltük. Mindegyik antennaelem 11 mm ±30% átmérőjű. Az antennaelemek fémes tartójának átmérője tágabb határok között változhat, 20...30 mm lehet.

A 29.8. táblázatban minden számadat milliméterben értendő.

29.8. táblázat. A 29.16. ábra szerinti 13-elemes csatornacsoportos Yagi-antennák méretei

	Csatornacsoportok (C=CCIR; O=OIRT)			
	C—5...9. O—6...9.	C—6...10. O—7...10.	C—7...11 O—8...11.	C—8...12 O—9...12.
L hossz	735	721	700	678
R hossz	883	866	839	812
D_1 hossz	628	616	598	580
D_2 hossz	638	623	603	584
D_3 hossz	622	613	594	576
D_4 hossz	617	602	584	566
D_5 hossz	595	580	563	548
D_6 hossz	575	561	543	528
D_7 hossz	553	540	524	508
D_8 hossz	532	518	504	490
D_9 hossz	532	518	504	490
A_R távolságok	220	214	208	203
A_1 távolság	404	396	384	372
A_2 távolság	98	96	93	90
A_3 távolság	397	318	310	300
A_4 távolság	285	280	270	262
A_5 távolság	311	305	295	286
$A_6 \ldots A_{10}$ távolságok	311	305	295	286

Minden számadat milliméterben értendő.



29.16. ábra. Vázlatos rajz a 29.8. táblázat szerinti 13-elemes csatornacsoportos Yagi-antenna méretezéséhez

29.3.9. A húszelemes csatornacsoportos Yagi-antenna

Ez a húszelemes, kiváló teljesítőképességű antenna olyan széles sávú, hogy mindössze kétféle méretezéssel átfedhetjük a méteres hullámú tv-sáv nagyobb frekvenciájú részét. Ugyanakkor ez a konstrukciós megoldás mint körzeti antenna a CCIR 5...12., és az OIRT 6...12. csatornákra is felhasználható, de ez esetben a 29.9. táblázatban közölt méreteket a CCIR 9...12., illetve az OIRT 9...12. csatornák szerint kell felvenni. Ilyen körülmények között minden csatornát vehetünk, és csak a CCIR 5. és az OIRT 6. csatornában fogunk valamivel kisebb antennanyereséget észlelni.

29.9. táblázat. A 29.17. ábra szerinti húszelemes csatornacsoportos Yagi-antennák méretei

	Csatornacsoportok	
	OIRT 6...9. CCIR 5...8.	**OIRT 9...12.** CCIR 9...11.
L	844	743
R	1055	928
D_1	642	564
D_2	621	547
D_3	609	535
$D_4 \ldots D_7$	604	530
$D_8 \ldots D_{15}$	590	520
A_1	232	204
A_2	112	98
A_3	136	120
A_4	445	395
$A_5 \ldots A_{16}$	422	372
A_R	226	199

Minden számadat milliméterben értendő.

Szükség esetén ezt az antennát is kicsinyíthetjük. Az utolsó, D_{15} direktortól kezdve egészen D_3-ig akárhány direktort elhagyhatunk. Ily módon 8 és 20 között tetszés szerint állapíthatjuk meg az antenna elemeinek a számát. A talpponti ellenállást ez nem befolyásolja; az elhagyott elemek számának megfelelően csökken az antennanyereség és nő a nyílásszög.

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 15,5 dB, a hátrasugárzási csillapítás 27 dB, a talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz 4λ, nyílásszög a vízszintes síkban 26°, a függőleges síkban 27°.

Teljesen fémes szerkezeti felépítés a 29.17. ábra szerint, négyszeres reflektor a hátrasugárzási csillapítás megnövelésére. Az antennaelemek átmérője mindenhol 10 mm ± 20%, fémtartójuk átmérője 20...30 mm.

A táblázatban minden adat milliméterben értendő.

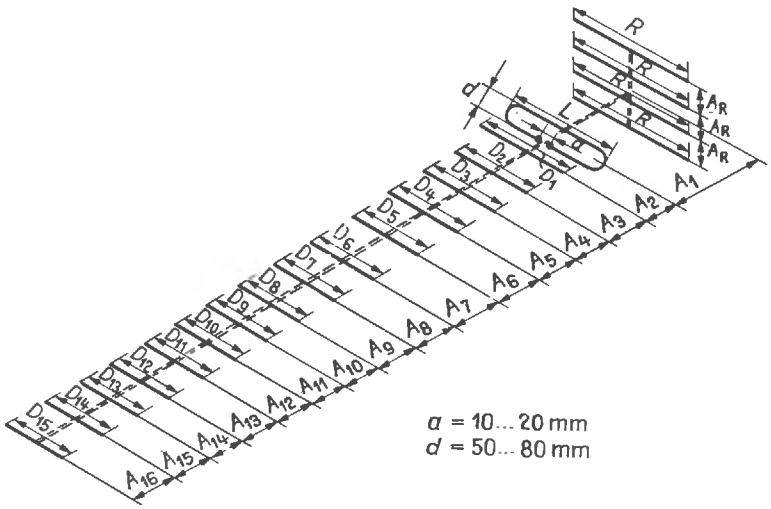
29.3.10. Csoportantennák tv-vételre

A méteres hullámú tv-sáv nagyfrekvenciás részében (CCIR-szabvány szerinti III. sávban) nemcsak a Yagi-antennák, hanem a csoportsugárzók is számításba jönnek. A csoportantennákat egészhullámú dipólusokból állítjuk össze oly módon, hogy a dipólusok mögé egy-egy reflektort — esetleg reflektorfalat — szerelünk (lásd a 23. fejezetben). Keresztsugárzókról van szó, de fázisantennának is nevezzük őket. Főként olyankor alkalmazhatók, amikor nem lehetségesek jelvisszaverődések, és amikor nincsen szükség a vízszintes síkban éles nyalábra.

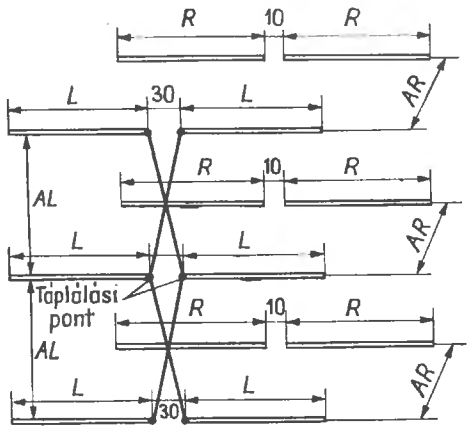
A csoportantennák széles sávúak, úgyhogy több tv-csatorna vételére alkalmasak. A csoportantennák számtalan felépítési lehetőségéből — egyet a 29.18. ábra mutat — a 29.10. táblázatban egy 12-elemes csoport adatait közöljük a CCIR 5...8. és az OIRT 6...9., illetve CCIR 9...12. és OIRT 9...12. csatornacsoportokra. Minden további műszaki részletet értelemszerűen a 23. fejezetből vehetünk.

A táblázatban minden méretet milliméterben adunk meg.

Elektromos szempontból kétségtelenül nagy előnyei vannak a csoportantennáknak, meg kell



29.17. ábra. Vázlatos rajz a 29.9. táblázat szerinti húszelemes csatornacsoportos Yagi-antenna méretezéséhez



29.18. ábra. Vázlatos rajz a 29.10. táblázat szerinti 12-elemes csoportantenna méretezéséhez

29.10. táblázat. A 29.18. ábra szerinti 12-elemes csoportantennák méretei

	Csatornacsoportok	
	OIRT 6...9.	OIRT 9...11.
	CCIR 5...8.	CCIR 9...12.
L hossz	708	620
R hossz	800	700
A szintek közötti A_L távolság	790	685
A reflektor A_R távolsága	242	210
Minden adat milliméterben értendő.		

azonban itt említenünk néhány jelentősebb mechanikai nehézséget is.

A Yagi-antennákhoz hasonló, teljesen fémes szerkezeti felépítés itt nem valósítható meg. Az antennaelemek félrészeit a végükből számított $\lambda/4$ távolságban levő feszültségminimum helyén kell rögzíteni, de még itt is el kell szigetelni őket a tartószerkezettől. Ezenkívül a csoportantennákat mindig igen nagy felületen veszi igénybe a szélnyomás, úgyhogy nagyon stabil konstrukcióra van szükség. Ezért van az, hogy manapság egyre inkább az emeletes Yagi-antennák és a Yagi-csoportok kerülnek a helyükre.

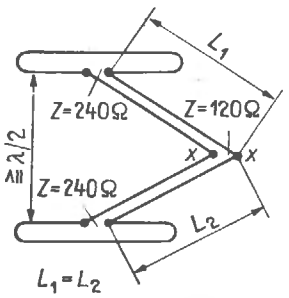
29.3.11. Emeletes Yagi-antennák tv-vételre

A csoportantennák előnye, a lapos kisugárzás (a függőleges síkban kis nyílásszög) minden Yagi-antennával is elérhető, ha emeletesen két vagy több szintből tevődik össze a rendszer. Ezáltal a Yagi-antennák egyszerű és teljesen fémes szerkezeti felépítését egyesíteni lehet a csoportantennák lapos sugárzásával, és jó teljesítőképességű, gazdaságos kombináció jön létre. Az emeletes Yagi-antennához a csoportantennával ellentétben csak egyetlen függőleges tartóoszlop szükséges, erre lehet rászerelni az egyes Yagi-szinteket. Ezenkívül nincsen szükség semmilyen szigetelőre.

Ha két vagy több egyforma, egysíkú antennát emeletesen egymás fölé szerelünk, vízszintes polarizációval nyalábolást kapunk a függőleges sík-

ban. A vízszintes síkban nem befolyásolja a nyílásszöget az emeletes elrendezés. Különösen ott ajánlatos az emeletes antenna megépítése, ahol magas helyi zajszintre lehet számítani. A függőleges síkban beszűkített nyílásszög következtében egyáltalán nem vagy csak igen nagy csillapítással veszi az antenna az alulról jövő zavarsugárzásokat, például a gyújtógyertyák és egyéb szikrázó készülékek és gépek kisugárzását. A függőleges nyalábolásból származó antennanyereség az emeletek számától függ, de az antennaszintek közötti távolság is befolyásolja. A rövid Yagi-antennákból összeállított rendszer szintje között kereken $0{,}65\lambda$ ugyan az antennanyereség szempontjából legkedvezőbb távolság, és ez esetben 2,7 dB-lel nő meg a nyereség, a gyakorlatban sokszor $0{,}5\lambda$ távolságot veszünk, és beérjük 2,4 dB nyereségtöbblettel, mert ezáltal kisebbek a melléknyalábok a sugárzási diagramban, ezenkívül a táplálás szempontjából is előnyösebb elrendezéshez jutunk. A nagyobb méretű, hosszú Yagi-antennák emeletes elrendezésére a függőleges szinttávolság $=0{,}75\cdot$ antennahossz közelítő szabály érvényes. Az antennahossz a hosszirányban legnagyobb méretet, tehát az antennaelemek felerősítésére szolgáló tartócső hosszúságát jelenti.

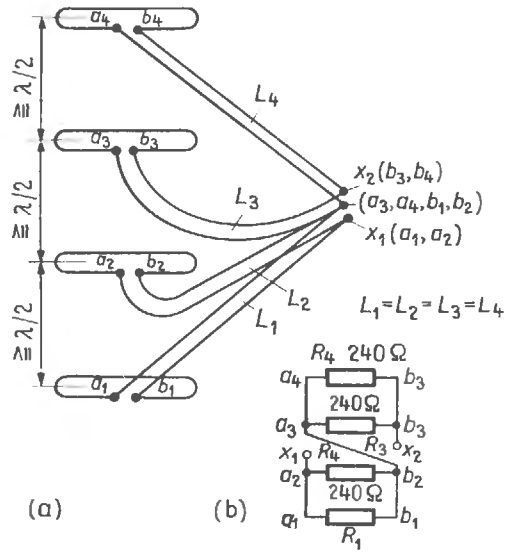
A táblázatban felsorolt, házi eszközökkel elkészíthető Yagi-antennák mindegyikében 240 Ω a talpponti ellenállás, úgyhogy a szintek közötti távolságtól függő, egyébként azonban tetszés szerinti hosszúságú szimmetrikus, 240 Ω-os összekötő vezetéket alkalmazhatunk. E vezetéknek pontosan a geometriai felezőpontjában csatlakoztatjuk a 240 Ω-os tápvezetéket (29.19. ábra). Minthogy itt párhuzamosan csatlakozik egymáshoz a két antenna 240 Ω-os talpponti ellenállása, a középső csatlakozási pontban 120 Ω impedanciát kapunk. Ez azt jelenti, hogy a folytatódó vezetékben 240 Ω hullámellenállással illesztési hibát



29.19. ábra. Két vízszintes antennasík emeletes elrendezése tetszés szerinti $\geq\lambda/2$ távolságban (csak a táplált hajlított dipólusokat rajzoltuk meg az ábrán)

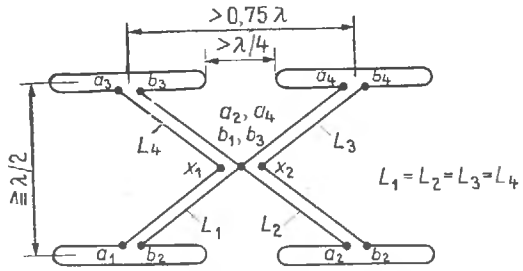
követünk el. Az így előidézett feszültségveszteség azonban alig 6% (0,5 dB), vagyis nagyjából ugyanakkora, mint amennyit a transzformációs tag idézne elő. Minthogy a vételben nem észlelhetünk különösebb romlást, és a sávszélesség nem csökken, a tv-műsorok vételére aránylag rövid levezetésű antennának nyugodtan ajánlhatjuk ezt az egyszerű, illesztetlen táplálást. A két szintet összekötő szalagvezetéket nem szabad elcsavarni, vagyis a felső szint bal oldali csatlakozását az alsó szint bal oldali csatlakozási pontjával kell összekötni, mert az ellenfázisú gerjesztés egyébként teljesen eltorzítaná a sugárzási diagramot.

Ha négy egyforma Yagi-antennát akarunk tetszés szerinti szinttávolsággal összekapcsolni, a 29.20.(a) ábrán nagyon egyszerű megoldást kapunk a széles sávú, illesztési hiba nélküli gerjesztésre.



29.20. ábra. Négy antennasík emeletes elrendezése megfelelően illesztett impedanciákkal és helyes fázisú gerjesztéssel:
(a) kapcsolási rajz; (b) helyettesítő kapcsolás

Mint a helyettesítő kapcsoláson látjuk [29.20.(b) ábra], a két felső és a két alsó szint párhuzamosan van kapcsolva. Az így kialakított két csoport sorosan csatlakozik egymáshoz, úgyhogy a Kirchhoff-törvény szerint a középső X_1—X_2 táppontban visszakapjuk az egyes szintek 240 Ω ellenállását. Ily módon minden illesztési hiba nélkül 240 Ω-os vezetékkel csatlakozhatunk ehhez a ponthoz. A 29.21. ábrán látható négyes csoportban ezt az elvet követi az impedancia és a fázis szempontjából egyaránt helyes, széles sávú táplálás.



29.21. ábra. Négy egyforma szintből összeállított antennacsoport impedancia- és fázishelyes kapcsolásban

Hogy mindegyik szintet azonos fázisban gerjeszthessük, a következő szabályokat kell pontosan betartanunk:

— Az L_1—L_4 vezetékek egyenlő hosszúak legyenek, egyébként azonban tetszés szerinti lehet a hosszúságuk ($L_1 = L_2 = L_3 = L_4$).

— A vezetékek hullámellenállása egyezzék meg az egyes szintek talpponti ellenállásával. Minthogy pedig az itt ismertetett antennák tápponti ellenállása 240 Ω, az L_1—L_4 vezetékeket a szokásos 240 Ω-os kábelből készítjük el.

— Nagyon ügyeljünk a vezetékek helyes bekötésére, semmiképpen se cseréljük fel az *a* és *b* végeket (jelöljük meg az ereket!).

A bekötési példák rajzain az áttekintés megkönnyítésére csak a táplált hajlított dipólusokat tüntettük fel.

Ha mégis szükség volna a tápponti ellenállás transzformálására, erre a célra legmegfelelőbb a 6.5. alfejezetben ismertetett negyedhullámú transzformátor vagy a 6.6. alfejezet szerinti negyedhullámú illesztővezeték.

29.3.12. Deciméteres hullámú tv-antennák

A tv-műsorok IV/V. (DMH)-sávja a 63 cm-es hullámhossztól lefelé a 38 cm-es hullámhosszig terjed. Ebből az következik, hogy a CCIR szerinti III. sávban (URH) használatos antennaelemek hosszához képest a IV/V. sáv antennaelemei csak mintegy harmadnyi hosszúságúak. Ezért a feszültségfelvétel is körülbelül a harmadrészt teszi ki. Eszerint a IV. sávnak megfelelő antennák kereken 9 dB-lel elmaradnak a III. sávban használatos, egyébként hasonló antennáktól. Ez a körülmény és az a tény is, hogy az UHF (DMH) tartományban már a kisebb akadályok is nagy visszaverődéseket okoznak, majdnem mindig megköveteli az élesen irányhatású, nagy teljesítőképességű antennák használatát. A hosszú Yagi-antennák általában kielégíthetik ezeket a követelményeket, műszaki és gazdasági okokból ezeket az antennákat kell előnyben részesítenünk.

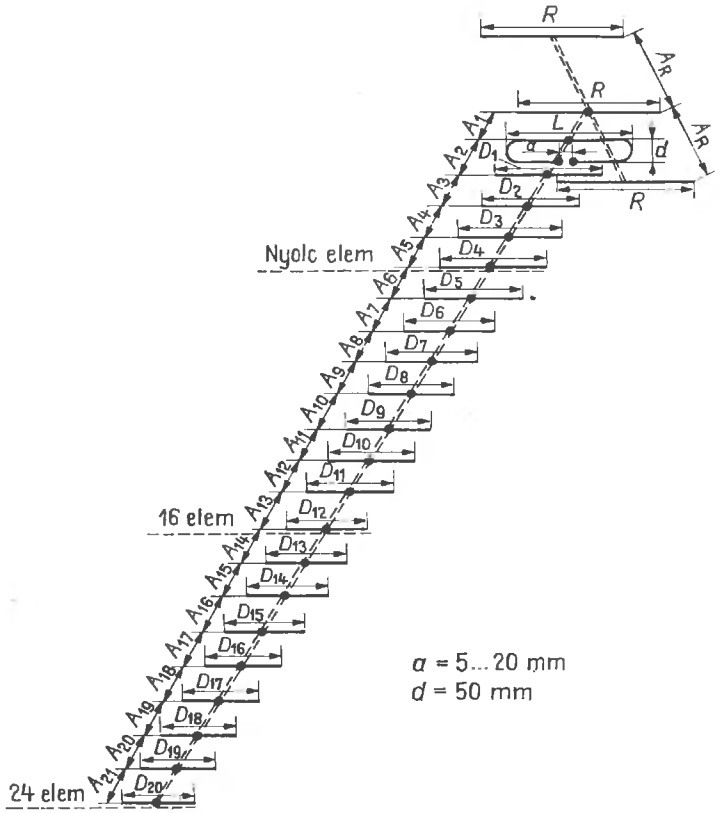
Közben azonban előfordul, hogy a hosszú Yagi-antennák adatlapjain hirdetett és mérésekkel alátámasztott antennanyereség a valóságban nem érhető el. Egyes vételi helyeken az erőtér eltorzulásai idézik ezt elő. Meglehet ugyanis, hogy a hosszú Yagi-antennákon egymáshoz képest eltolódnak a direktorokkal felvett feszültségek, és az eredő feszültség ez esetben nem érheti el az egyenletes térerősségből kivehető maximumot. Ilyenkor vagy rövidebb Yagi-antennákból összeállított emeletes antennát használjunk, vagy pedig térjünk át a kisebb hosszméretű, széles sávú különlegesebb megoldásokra (keresztsugárzókra). Az utóbbiak mint szoba- vagy mint padlásantennák is megfelelnek.

29.3.12.1. Deciméteres hullámú Yagi-antennák

Szerkezeti felépítésüket tekintve nincs különbség a deciméteres hullámú és a méteres hullámú Yagi-antennák között. Sávszélességük mindig több szomszédos csatornára terjed ki, és ma már a DMH tartományban olyan Yagi-antennákat is szerkeszthetünk, amelyeknek sávja az egész IV/V. tartományt magába foglalja. Maga az antennanyereség a legnagyobb frekvenciájú csatornától kezdve a kisebb frekvenciák felé kissé csökken.

A deciméteres hullámú Yagi-antennák szerelése során nagyon gondosan ügyeljünk arra, hogy a függőleges antennaárbocot most nem szabad az antennaelemek tartójától oldalt egyszerűen az antenna súlypontjában rögzíteni, mint a méteres hullámú Yagi-rendszerekben. Ez a szelelési mód ugyanis jelentős mértékben rontaná az antenna tulajdonságait. Ezért kövessük inkább a gyári kivitelezésű, deciméteres hullámú antennák szerelését. Az utóbbiakban rendszerint az árboc *előtt* erősítik a reflektor mögé a rövidebb Yagi-elemeket, és a hosszú Yagi-antennákat pedig általában egy kereszttartó útján kötik össze az árboccal (24.1. ábra).

A következőkben ismertetendő, 8-, 16- és 24-elemes, deciméteres hullámú Yagi-antennák minden barkácsoló igényét kielégíthetik. Ezek a tetszetős tartományantennák szükség esetén emeletes elrendezésben is megépíthetők. A legnagyobb antennanyereségnek megfelelő optimális szinttávolságot minden változatra megadtuk.



29.22. ábra. Vázlatos rajz a 29.11. táblázat szerinti 8-, 16- és 24-elemes Yagi-antenna méretezéséhez

A nyolcelemes antenna az alapelem ebben a sorozatban. Változatlan alakban használhatjuk fel a 16- és a 24-elemes rendszerben, csak a direktorokat kell a megfelelő számban hozzávenni. A legnagyobb nyereséget mindig a legnagyobb frekvenciájú csatornában (a 39., illetve 59. csatornában) kapjuk meg. A kisebb frekvenciák felé haladva egészen a legkisebb frekvenciájú csatornáig (a 21., illetve 40. csatornáig) folyamatosan csökken az antennanyereség és itt éri el a megadott minimumot.

A nyolcelemes alapantennából nem csak 16- vagy 24-elemes rendszereket építhetünk, hanem a közbenső változatokat is, vagyis a két határ között tetszés szerint állapíthatjuk meg az elemek számát (például 13-ban, 18-ban stb.); az antenna tulajdonságai nem romlanak ettől. Az antennaadatok a megfelelő közbenső értéket veszik fel, és könnyen becsülhetők.

A következő, 29.11. táblázatban közölt méretek a 29.22. ábrára vonatkoznak.

29.3.12.2. Reflektorfal elé szerelt, deciméteres hullámú, egészhullámú pillangódipólusok

A tv iránt érdeklődő rádióamatőr igényeinek jól megfelelnek a széles sávú, reflektorfalas antennák, mert egészen laposak, mechanikailag pedig robusztus felépítésűek. Lapos alakjuk miatt különösen jól beválnak mint padlás- vagy szobaantennák, ugyanis a Yagi-megoldások rendszerint túlságosan nehézkesek, terjedelmesek erre a célra.

A 26.2.1. pontban már részletesen ismertettünk a 450...900 MHz frekvenciasávra egy reflektorfallal ellátott, egészhullámú pillangódipólust (lásd a 26.9. és a 26.10. ábrát is). A nagy, $\alpha = 70°$ szög miatt ennek az aránylag egyszerű antennának megvan az az előnye, hogy igen nagy a sávszélessége, és az egész IV/V. tv-sávban állandó marad a talpponti ellenállása.

Nagy sávszélességével a teljes UHF (DMH) tv-tartományát magába foglaló emeletes elrendezést

29.11. táblázat. A 29.22. ábra szerinti 8-, 16- és 24-elemes, deciméteres hullámú Yagi-antennák méretei

Jellemző adatok	8 elemmel	16 elemmel	24 elemmel
Antennanyereség	8,0...9,5 dB	12...13,5 dB	15...17 dB
Hátrasugárzási csillapítás	20 dB	23 dB	27 dB
Nyílásszög			
vízszintesen	45°	33°	22°
függőlegesen	63°	36°	23°
Viszonylagos antennahossz	0,9λ	3,4λ	5,8λ
Optimális távolság a szintek között	70 cm (1,44λ)	97 cm (2,0λ)	140 (2,88λ)

Közös adatok: Teljesen fémes szerkezeti felépítés, háromszoros reflektor. A tápponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus). Minden antennaelem átmérője 9 mm ±20 %. Az antennaelemek fémtartójának átmérője 20 mm ±20 %.

Mechanikai adatok:

	IV. tv-sáv (21...39. csatornák)	V. tv-sáv (40...59. csatornák)
A hajlított dipólus L hossza	284	226
A reflektorok R hossza	349	278
A direktorok hossza:		
D_1	212	168
D_2	204	162
D_3, D_4	202	160
D_5, D_6, D_7, D_8	199	159
D_9, D_{10}, D_{11}, D_{12}	197	157
D_{13}, D_{14}, D_{15}, D_{16}	195	155
D_{17}, D_{18}, D_{19}, D_{20}	195	155
A reflektorok A_R távolsága	117	94
Az antennaelemek távolsága:		
A_1	77	61
A_2	22	17
A_3	63	51
A_4	132	105
A_5	139	112
A_6—A_{21}	149	119

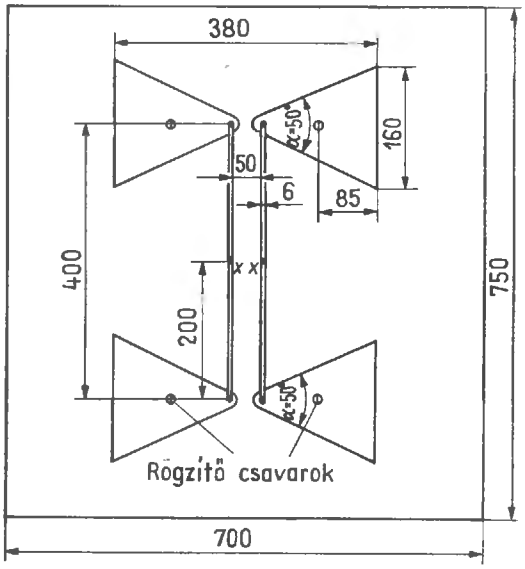
Minden számadat milliméterben értendő.

látunk a 29.23. ábrán. Ez esetben a reflektorfaltól 140 mm-re mint dipólusrés helyezkedik el két 50°-os, egészhullámú pillangódipólus. A jobb áttekinthetőség érdekében a reflektorfalból csak a körvonalakat rajzoltuk meg. A reflektorfalak különböző kivitelezési lehetőségeiről és tulajdonságairól a 26.2. alfejezetben olvashat az érdeklődő. A legegyszerűbb és legolcsóbb megoldás egy megfelelően nagy farostlemez, amelyet háztartási alumínium fóliával vonunk be. Az ilyen reflektorfal természetesen csak belsőtéri használatra alkalmas.

A pillangódipólusokat szigetelőanyagból kialakított, 140 mm hosszú köztartó rudak útján erősítjük a reflektorfalhoz. Jó minőségű támszigetelőre nincs szükség; a 29.23. ábrán feltüntetett felerősítő csavarok helyének betartásával még fémtartókat is minden jelentősebb veszteség nélkül alkalmazhatunk. Ebben az esetben minden antennarészt a reflektorfal révén leföldelünk.

Jellemző adatok (közelítő értékek)

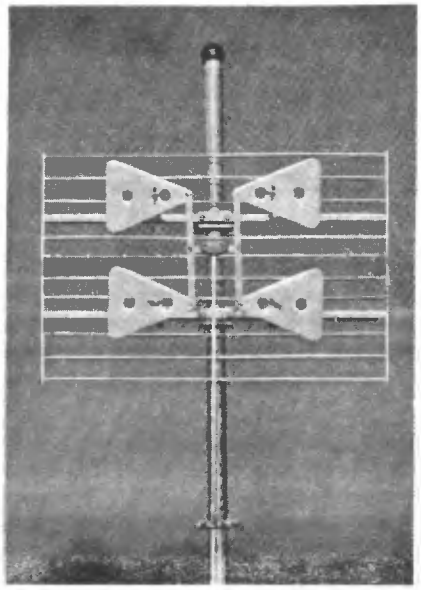
Antennanyereség a 470...790 MHz-es sávban 9 és 12 dB között váltakozik (9 dB 470 MHz-en, 12 dB 790 MHz-en); a hátrasugárzási csillapítás 20 dB-nél nagyobb, a talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), az állóhullámarány $\leqq 1:2$, a nyílásszög a vízszintes síkban 50°, a függőleges sík-



29.23. ábra. Reflektorfal elé szerelt emeletes, egészhullámú dipólusok a IV/V. tv-sávra (minden adat mm-ben)

ban a frekvenciától függően 40 és 70° között változik.

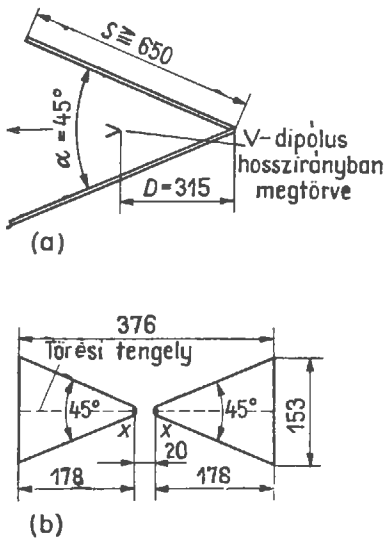
A dipólusok és a reflektorfal közötti távolság 140 mm. További adatokat a 26.2.2. pontban kapunk. A 29.24. ábrán példáként bemutatunk egy ilyen felépítésű gyári antennát (Kathrein).



29.24. ábra. Gyári kivitelezésű, reflektorfalas, széles sávú antenna (Kathrein-gyár)

29.3.12.3. Sarokreflektoros antenna a deciméteres hullámú tv-műsorok vételére

Népszerű és jó teljesítőképességű a gyári kivitelezésben is kapható sarokreflektoros antenna (26.14. ábra). Ezt a típust a 26.2.3. pontban már részletesen ismertettük. Egyik széles sávú változatát a 470...790 MHz tartományra a 29.25. ábrán mutatjuk be. Mechanikai kivitelezésében a 26.13. ábrán látható, axiálisan sarkosított pillangódipólusos antennának felel meg. A sarokreflektor L szélessége [lásd a 26.12.(b) ábrát] a 29.25. ábrából nem tűnik ki; ennek a méretnek $\geqq 450$ mm-nek kell lennie, a nagyobb értékek növelik a hátrasugárzási csillapítást.



29.25. ábra. 45° nyílásszögű, sarokreflektoros antenna a IV/V. tv-sávra:
(a) oldalnézet; (b) a pillangódipólus részletrajza (minden adat mm-ben)

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 10—14,5 dB (frekvenciafüggő)-hátrasugárzási csillapítás > 24 dB, talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), állóhullámarány 1 : 3. További adatokat a 26.2.3. pontban közlünk róla.

Maga a sarokreflektor $\alpha = 60°$ nyílásszöggel is elkészíthető, de ez esetben a dipólusnak $D = 248$ mm távolságban kell lennie, és a szárak hossza $S \geqq 500$ mm lehet. Az ilyen 60°-os változatban azonban 12,5 dB-re korlátozódik az elérhető legnagyobb antennanyereség.

29.3.12.4. További széles sávú, deciméteres hullámú tv-antennák

A 27.1. alfejezetben leírt emeletes V-antenna (27.1. és 27.2. ábra) nagyjából megegyezik (tulajdonságai tekintetében) a reflektorfal elé szerelt emeletes egészhullámú dipólusokkal (29.23. ábra). Mint a 27.2. ábrán látjuk, legalább 9 és legfeljebb 12 dB nyereséggel a IV/V. tv-sávban használható. Ezenkívül ultrarövid hullámon a CCIR frekvenciamodulációs rádióműsorok vételére is alkalmas. Minthogy a 87,5...100 MHz tartományban az emeletes V-antenna szögben behajlított egészhullámú antennának felel meg, a vízszintes síkban nagyjából kör alakú a sugárzási diagramja (lásd a 10.31. ábrát). A meglevő kettős szárak jó sávszélességet eredményeznek, a max. 1 : 3 arányú illesztési hibának nincs különösebb jelentősége a frekvenciamodulációs rádióvételben. Ezt az antennát a 27.1. ábrán megadott méretekkel kell megépíteni.

A deciméteres hullámú tv-műsorok vételére jól használható a 26.1.3. pontban ismertetett egyszerűsített tölcsérsugárzó is. Ezt az antennát a 26.6. ábrán láthatjuk, de ha az ott megadott 2,45 m helyett 800 mm-re vesszük az oldalak hosszát, a IV. tv-sáv elején (a 21. csatornában) 10 dB nyereségre számíthatunk. A továbbiakban ez a nyereség folyamatosan növekszik, és a sáv nagyfrekvenciás végén (a 60. csatornában) 15 dB-t ér el. Ennek az az előfeltétele, hogy a két dipólusszárny lehetőleg alumínium lemezből készüljön. A dipólusszárny nyílásszöge mindegyik esetben 60°. Az ilyen antennákra egyszerű gyakorlati szabály, hogy a frekvencia kétszereződésével mindig 6 dB-lel növekszik az antennanyereség.

Egyes különleges esetekben számításba jöhet a 27.6. ábrán látható, deciméteres hullámú rombuszantenna is. Mint a 27.7. ábrán jól megfigyelhettük, a megadott L oldalhosszal a deciméteres hullámú tv-tartomány nagyfrekvenciás részében (az 50. csatornában) legnagyobb az antennanyereség. A rombusz viszonylagos oldalhossza itt kereken 4λ. A diagramok (12.9. és a 27.4. ábra) figyelembevételével tetszés szerinti rombuszantennákat igen egyszerűen szerkeszthetünk meg. Különösen kedvező táplálási viszonyok akkor adódnak, amikor két egyforma, deciméteres hullámú rombuszt emeletszerűen egymás fölött helyezünk el. A IV/V. sávban körülbelül 800 mm lehet a szintek közötti távolság, és az antennanyereség ily módon kereken 2,5 dB-lel nő meg. A két szint táppontját egy kereszteződés nélküli, párhuzamos huzalokból álló (körülbelül 500Ω hullámellenállású) vezetékkel kötjük össze. Az összekötővezeték geometriai felezőpontjában 240—300Ω hullámellenállású szimmetrikus tápvezetékkel csatlakozhatunk.

29.4. Ultrarövid hullámú rádióműsor vételére alkalmas antennák

A frekvenciamodulációs rádióműsorok különösen jó minőségű átvitelének előfeltétele a megfelelően széles sávú nagyfrekvenciás átviteli csatorna. Ezért kell a frekvenciamodulációs rádióműsorokat méteres hullámokon kisugározni. Nemzetközileg az 1. körzetre az OIRT-szabvány a 66 MHz-től 73 MHz-ig (4,55 m-től 4,11 m-ig), a CCIR-szabvány pedig a 87,5 MHz-től 100 MHz-ig (3,43 m-től 3,00 m-ig) terjedő frekvenciatartományokat írja elő.

Ezek a méteres hullámok a troposzféra útján terjednek, biztonságos hatótávolságuk körülbelül 15%-kal meghaladja az elméletileg lehetséges optikai látástávolságot (lásd a 2.4. alfejezetben). A rendellenesen nagy hatótávolságok a troposzféra útján gyakoriak, az ionoszféra rétegein bekövetkező visszaverődések útján viszont ritkák. Az ultrarövid hullámú műsoradók besugárzási területének megnövelése végett magas helyeken szokás felállítani a rádióállomást, és magas toronyra szerelik rá az adóantennát.

Ultrarövid hullámon a mai műsorvevők olyan kitűnően működnek, hogy kedvező vételi viszonyok között még beépített dipólussal vagy segédantennával is elfogadható minőségben veszik az erős ultrarövid hullámú műsoradókat. Nagyobb igényeket rezonanciára hangolt, ultrarövid hullámú magasantennával lehet kielégíteni. A sztereofonikus adások kifogástalan vételéhez többnyire elengedhetetlen az ilyen antenna, mert a monovételhez képest a sztereovétel nagyobb antennafeszültséget követel meg. A monofonikus frekvenciamodulációs vétel legalább 40 dB μV (= 100 μV) szintet igényel, míg a frekvenciamodulációs adások kifogástalan sztereofonikus felvételéhez legalább 50 dB μV (μ = 316 μV) hasznos feszültséget kell szolgáltatnia az antennának.

A frekvenciamodulációs rádióműsorok vételére még elfogadható költségekkel olyan Yagi-antennát lehet építeni, amelynek nyeresége 8 dB-t érhet el. Ez azt jelenti, hogy a frekvenciamodulációs adónak már az egyszerű dipólusban is aránylag nagy

hasznos feszültséget kell létrehoznia, hiszen a gyakorlatban egy megfelelően terjedelmes irányhatású antennával legfeljebb mintegy 2,5-szeresére növelhetjük ezt az értéket.

A barkácsolás iránt hajlamot érző amatőrök részére néhány olyan antenna méreteit és műszaki adatait közöljük itt, amelyek jól felhasználhatók az ultrarövid hullámú rádióműsorok vételére. Mindegyik változat teljesen fémes szerkezetű. A 240 Ω nagyságú szimmetrikus tápponti ellenállásra méretezett antennák frekvenciatartománya teljes mértékben felöleli a frekvenciamodulációs műsoradók CCIR és OIRT szerinti tartományait.

Az antennaelemeket 10...30 mm átmérőjű alumínium csőből készítsük el, de ugyanilyen jó eredményekkel használhatunk fel, ha mechanikai szempontból megfelelnek, tömör rudakat vagy tetszés szerinti profilokat és szalagokat is.

A frekvenciamodulációs rádióműsorok vevőantennái sem mechanikai felépítésükben, sem pedig elektromos adataikban nem különböznek a tv-tartományokban szokásos antennáktól. Különlegesebb megoldásokra általában nincs szükség. Az itt ismertetett antennák mind jó illesztéssel csatlakoztathatók a műsorvevők szabványosított bemeneti impedanciájához, mert talpponti ellenállásuk minden esetben 240 Ω és szimmetrikus. A 29.12. táblázatban felsorolt változatokhoz itt nem adunk szerkezeti vázlatokat, mert a 29.3. alfejezetben, a 29.9...29.13. ábrákon már közöltük a szükséges rajzokat. A jellemző adatokat a 29.3.1... 29.3.5. pontokban találja meg az Olvasó.

29.12. táblázat. Az ultrarövid hullámú műsorvevő antennák méretezési adatai az OIRT és a CCIR szerint

	Sáv	66...73 MHz	87,5...100 MHz
Egyelemes antenna (29.9. ábra) Jellemző adatai a 29.3.1. pontban	L hossz	2075	1470
Kételemes antenna (29.10. ábra) Jellemző adataik a 29.3.2. pontban	L hossz	2020	1420
	R hossz	2250	1600
	A távolság	1220	975
Háromelemes Yagi-antenna (29.11. ábra) Jellemző adatai a 29.3.3. pontban	L hossz	2040	1440
	R hossz	2440	1740
	D hossz	1780	1270
	A_1 távolság	640	480
	A_2 távolság	380	280
Négyelemes Yagi-antenna (29.12. ábra) Jellemző adatai a 29.3.4. pontban.	L hossz	2280	1580
	R hossz	2670	1850
	D_1 hossz	1860	1280
	D_2 hossz	1820	1250
	A_1 távolság	1220	830
	A_2 távolság	320	230
	A_3 távolság	980	690
Hatelemes Yagi-antenna (29.13. ábra) Jellemző adatai a 29.3.5. pontban	L hossz	2200	1580
	R hossz	2630	1900
	D_1 hossz	1870	1350
	D_2 hossz	1890	1365
	D_3 hossz	1860	1345
	D_4 hossz	1830	1320
	A_1 távolság	1200	870
	A_2 távolság	295	212
	A_3 távolság	965	705
	A_4 távolság	843	615
	A_5 távolság	920	670

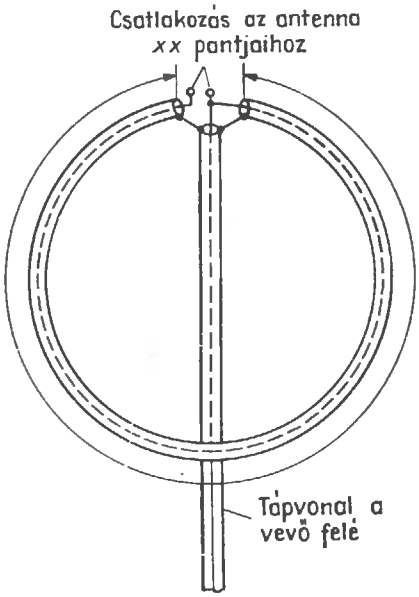
Minden számadat milliméterben értendő.

29.5. Baluntranszformátor tv-antennákhoz és az ultrarövid hullámú rádióműsorok vevőantennáihoz

Jelenleg az ultrarövid hullámú rádióműsorok és a tv-műsorok vételére gyakorlatilag minden gyári antenna 240 Ω nagyságú szimmetrikus csatlakozási ellenállásra készül. Ez a szabály egyébként a barkácsolók részére az ebben a fejezetben ismertetett antennákra is érvényes.

Mint már mondottuk, elektromosan kedvezőbb és tartós használatban gazdaságosabb is koaxiális tápkábelt csatlakoztatni a helyhez kötött antennákhoz. A 240 Ω tápponti ellenállású szimmetrikus antennákhoz a legegyszerűbb és a legkisebb veszteségek árán úgy illeszthetünk koaxiális kábelt, hogy beiktatunk egy baluntranszformátort (lásd a 7.5. alfejezetet), vagyis más néven egy kerülőhurkot. Ez a kerülőhurok a szükséges 4 : 1 (240 Ω : 60 Ω) arányban transzformálja az impedanciát, ugyanakkor megfelelő átmenetet létesít a földszimmetrikus antenna és az aszimmetrikus kábel között. Legegyszerűbben a 29.26. ábra szerint egy darab 60 Ω-os koaxiális kábelből készíthetjük el. A hurok L geometriai hosszát úgy kapjuk meg, hogy a hullámhossz felét megszorozzuk a felhasználandó kábel rövidülési tényezőjével. A szokásos koaxiális kábelek rövidülési tényezője 0,66, a nagy légterű dielektrikummal körülvett (például 60-7-3 típusú) koaxiális kábelek viszont a legkisebb veszteségeket idézik elő, ezért körülbelül 0,77 nagyságú a rövidülési tényezőjük.

A baluntranszformátor hangolt vezeték ugyan, de aránylag nagy a sávszélessége. Ezért minden tv-sávhoz külön-külön is alkalmazhatunk különösebb hátrányok nélkül egy-egy balunhurkot oly módon, hogy a sáv középső frekvenciájára végezzük el a méretezést. Ugyanígy járhatunk el a decaméteres hullámú IV/V. tv-sávban is. Ha a teljes tv-sávnak csak egy meghatározott szakaszán vagy csatornájában akarjuk használni az antennát, a baluntranszformátort e szakasz, illetve csatorna középső frekvenciájára méretezzük (29.26. ábra).



29.26. ábra. Vázlatos rajz a 28.8. táblázat szerinti félhullámú kerülővezeték — baluntranszformátor — méretezéséhez

A 29.13. táblázat minden tv-sávra és az ultrarövid hullámú műsorszóró adókhoz azzal a feltevéssel adja meg a kerülőhurok L mechanikai vezetékhosszát, hogy a kábel rövidülési tényezője 0,66 vagy 0,77.

A táblázatban minden adat milliméterben értendő.

A televízióantennák iránt érdeklődők figyelmét felhívjuk még a Műszaki Könyvkiadó által megjelentetett Nozdroviczky László: Televízióantennák c. könyvére is.

29.13. táblázat. A 29.26. ábra szerinti félhullámú baluntranszformátor L geometriai hossza tv-antennákhoz és ultrarövid hullámú műsorvevő antennákhoz

OIRT-tv-csatornák												
	1.	**2.**	**3.**	**4.**	**5.**	**6.**	**7.**	**8.**	**9.**	**10.**	**11.**	**12.**
$k=0{,}66$	1980	1650	1270	1150	1055	562	538	515	495	476	460	442
$k=0{,}77$	2310	1925	1480	1343	1228	656	630	600	578	555	535	515
CCIR-tv-csatornák												
	2.	**3.**	**4.**	**5.**	**6.**	**7.**	**8.**	**9.**	**10.**	**11.**	**12.**	
$k=0{,}66$	2020	1770	1570	562	541	521	502	485	470	454	440	
$k=0{,}77$	2355	2065	1835	654	617	604	582	562	539	527	512	
UHF (DMH) tv-csatornák (IV/V. tv-sáv)												
	21...25.	**26...30.**	**31...35.**	**36...40.**	**41...45.**	**46...50.**	**51...55.**	**56...60.**				
$k=0{,}66$	202	186	173	162	152	143	135	128				
$k=0{,}77$	235	221	202	188	177	167	158	149				
URH rádióműsorok vételére												
	OIRT (66...73 MHz)				**CCIR (87,5...100 MHz)**							
$k=0{,}66$	1415				1053							
$k=0{,}77$	1650				1230							

Minden számadat milliméterben értendő.

30.

A zavaró sugárzások elfojtása

A rádiózavar elhárításáról a Közlekedés- és Postaügyi Miniszter 7/1973. (XII.27.) KPM számú rendelete intézkedik. A rendelet VII. fejezetének 34. §-a a vételzavarokkal foglalkozik, míg a 35. §. a vételzavarok elhárításával.

Vételzavar szóban vagy írásban bármely postahivatalnál, valamint a Műszaki Igazgatóságnál (Budapesten a 224-224 telefonszámon) vagy ennek területileg illetékes zavarvizsgáló üzeménél jelenthető be.

Általában az a gyakorlat, hogy a kivizsgálás előtt a zavarelhárító szolgálat megállapítja, hogy a zavart rádió-vevőberendezés megfelel-e a követelményeknek. Ha a zavart vevőberendezés megfelel az előírásoknak, vagyis kielégíti a rá vonatkozó műszaki követelményeket, akkor intézkedés történik, hogy a rádiózavar tulajdonosa saját költségén szüntesse meg a rádiózavart. Ha a tulajdonos (mármint a zavaró készülék vagy berendezés tulajdonosa) a Posta rádiózavar-elhárítási szolgálatának írásbeli felszólítása ellenére a megadott határidőn belül (általában 2—4 hét) nem tesz eleget zavarelhárítási kötelezettségének, vagy megtagadja azt, a Posta az illető költségén kiküszöböli vagy kiküszöbölteti a zavarást. A zavarás megszüntetéséig a Magyar Posta üzemen kívül helyezteti és lepecsételtetheti a berendezést.

Megjegyezzük, hogy a hivatkozott rendelet 35. §-nak (2) pontja értelmében a Posta a vételzavar okának felkutatása érdekében bármilyen műszervevő készüléket, rádióberendezést és antennát, valamint nagyfrekvenciás jelet vagy mellékhatást keltő berendezést, készüléket, vezetéket vagy egyéb létesítményt (akár energiaellátó berendezést) megvizsgálhat.

Ne forduljunk panasszal a Postához — mert amúgy sem tud segíteni —, ha a zavart vevőberendezés üzemi antennáján 5 μV vagy annál kisebb a zavarófeszültség. Akkor sem ha az U_h hasznosfeszültség és az U_z zavarófeszültség aránya nem haladja meg az alább felsorolt értékeket.

— Amplitúdómodulációs rádióműsor és rádiótelefon-szolgálat:

$$\frac{U_h}{U_z} \geqq \frac{100}{1} = 40 \text{ dB}.$$

— Frekvenciamodulációs rádióműsor és rádiótelefon-szolgálat:

$$\frac{U_h}{U_z} \geqq \frac{10}{1} = 20 \text{ dB}.$$

— Rádiótávíró-szolgálat (beleértve a képtávírót is):

$$\frac{U_h}{U_z} \geqq \frac{50}{1} = 34 \text{ dB}.$$

— Tv-szolgálat:

$$\frac{U_h}{U_z} \geqq \frac{200}{1} = 46 \text{ dB}.$$

Magyarországon a rádiózavarokra, illetve azok megszüntetésére az idézett rendeletben foglaltakon kívül érvényes előírások, illetve szabványok.

KPMSZ P 260.1-71	Rádiózavarok általános vizsgálati módszerei
KPMSZ P 261.1-71	Rádiózavarszűrők nagyfrekvenciás jellemzőinek vizsgálata

KPMSZ P 263.1.-71	Rádiózavarok mérésére szolgáló műszerek
KPMSZ P 263.1.-71	Rádió és televízió vevőkészülékek
KPMSZ P 263.2.-71	Ipari, tudományos és orvosi nagyfrekvenciás berendezések
KPMSZ P 263.4-	Villamos gyújtású belsőégésű motort tartalmazó berendezések
KPMSZ P 263.5-	Rövid időtartamú rádiózavarok forrását tartalmazó berendezések
KPMSZ P 264.6-	Villanymotort tartalmazó háztartási berendezések
KPMSZ P 264.7-	Villanymotort tartalmazó ipari berendezések

30.1. A zavarelhárítás általános szempontjai

A rádióamatőr üzemben tart olyan berendezéseket, amelyek jelentős rádiózavarokat okozhatnak. Ilyen esetben köteles megszüntetni a zavart. *Maga az antenna nem lehet zavarforrás*, mert nem állít elö, csak továbbít elektromágneses rezgéseket. Ez azt jelenti, hogy az antenna vagy tápvezetéke csak akkor sugároz ki zavaró rezgéseket, ha az adó ilyeneket szolgáltat. *Minden rádiózavarelhárításnak tehát az legyen az alapelve, hogy mindenekelőtt a zavaró sugárzás eredetét kell leküzdeni.*

A rádióamatőrök berendezéseiben elsősorban az oszcillátorok a zavarforrások, mert a kívánt alapfrekvencián kívül — mint ismeretes — egy egész spektrumra való felhullámokat és akaratlan keverési folyamatok révén még mellékhullámokat is kisugároznak. A nagyfrekvenciás erősítő fokozatok és frekvenciasokszorozók, ha nem szakszerűen vannak felépítve és nem taltalmaznak semlegesítő áramköröket, vadrezgéseket is gerjeszthetnek. További rádiózavarok túlvezérlési és egyenirányítási folyamatok révén vagy elektromos szikrázás következtében keletkezhetnek (szikrázás okozza például a billentyűzési zajokat).

A rádiózavarok különböző utakon terjedhetnek. Különösen olyan esetekben, amikor hiányos az adó árnyékolása vagy rossz a földelése, a házi elektromos elosztóhálózat, a földvezeték vagy egyéb vezetékek útján közvetlenül szétterjedhet a zavaró sugárzás. A legnagyobb hatósugarúak általában az antennaberendezések által kisugárzott zavarok.

Témánknak megfelelően a következőkben csak olyan zavarelhárítási módszereket ismertetünk, amelyeket az antennaberendezésen vagy az adónak közvetlenül a végfokozatán kell alkalmazni. Teljes sikerre azonban csak akkor számíthatunk, ha a zavarok kisugárzásában valóban az antennaberendezésnek van a fő szerepe. A kielégítendő előfeltételek a következők:

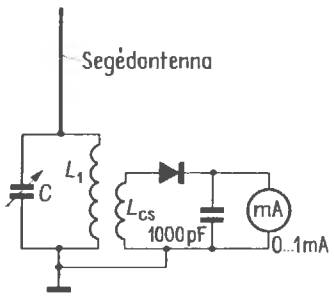
— Az adóberendezés teljes mértékben le legyen árnyékolva és kifogástalanul legyen földelve.

— Az adóból kiinduló kezelési vezetékekben és energiabevezető vezetékekben megfelelő fojtótekercseket kell elhelyezni.

— Az adó általános elrendezése feleljen meg a legújabb műszaki ismereteknek.

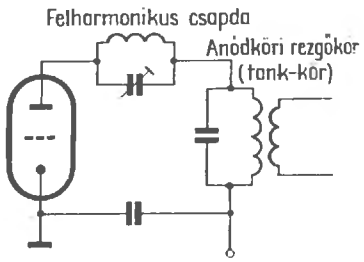
30.2. A rádiózavarok elhárítása

A rádiózavarok elhárítására nincsen egyszerű gyakorlati szabályunk, mert a zavarforrás, az átviteli út és a zavart vevőben megnyilvánuló jelenségek szempontjából nagyon változatos esetekkel van dolgunk. Ezért rendszeresen kell eljárnunk, és mindenekelőtt meg kell próbálnunk megállapítani a zavaró frekvenciát és a legnagyobb sugárzás helyét. Jó szolgálatot tesz ebben a 30.1. ábra szerinti egyszerű hullámmérő. Az L_1—C rezgőkörnek át kell fognia a számításba jövő frekvenciatartományt és ajánlatos előzőleg durván hitelesíteni egy vizsgáló generátorral. Az L_{cs} csatoló tekercsben L_1 menetszámának körülbelül egyötödére van szükség; a dióda helyén bármilyen típusú, nagyfrekvenciás egyenirányításra alkalmas germániumdiódát használhatunk.



30.1. ábra. Egyszerű indikátor és hullámmérő a zavaró sugárzások kimutatására

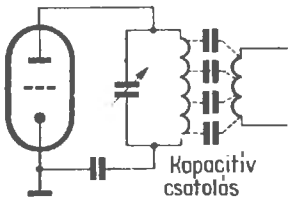
A rövid (25...30 cm hosszú) segédantennával letapogatjuk az adó végfokozatának környezetét, és közben változtatgatjuk a hullámmérő frekvenciáját. Ha zavaró frekvenciára bukkanunk, összehasonlítjuk a 34.4. táblázat adataival, hogy ily módon megállapíthassuk a megfelelő felhullámot. Azok a zavaró frekvenciák, amelyek nem egyeznek meg az egyik felharmonikussal sem, többnyire az adófokozat öngerjedéséből származnak, vagy esetleg valamilyen keverési termékek. Az antennáról kisugárzott zavaró frekvenciák minden esetben kimutathatók az adó végfokozatának anódkörében is.



30.2. ábra. Végfokozatban elhelyezett hullámcsapda a felhullámok kiszűrésére

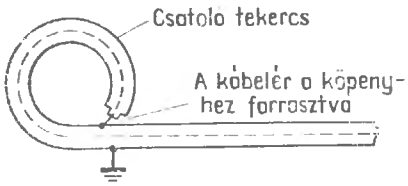
Ha a zavaró frekvencia nem más, mint a hasznos frekvencia valamelyik felharmonikusa, többnyire elegendő a 30.2. ábra szerint egy párhuzamos rezgőkört helyezni el a végfokozat anódkörébe, és a zavaró frekvenciára hangolni. Ezt a rezgőkört először egy grid-dip meter felhasználásával durván beállítjuk, majd üzem közben hangoljuk rá pontosan a legkisebb zavaró sugárzásnak megfelelő értékre. A technikusok frekvenciacsapdának nevezik (angolul: trap) az ilyen rezgőkört, amelyet a zavaró frekvenciára hangoltunk. Az ellenütemi fokozatok mindkét anódkörében el kell helyeznünk egy-egy ilyen csapdát. Ha a zavarást széles sávban vagy több frekvencián sugározza ki az adó, az egyszerű frekvenciacsapdák felmondják a szolgálatot, hiszen mint szelektív rezgőkörök a zavarspektrumnak csak egy nagyon szűk részében állják útját a kisugárzásnak. Ezért manapság már nagyon ritkák.

Az adók tank-körében előforduló felhullámok többnyire szándékolatlan kapacitív csatolások útján jutnak ki az antennakörbe, mert a szokásos induktív csatolás — mint a 30.3. ábrán szemléltetjük — egyúttal kapacitív csatolásokat is létrehoz. A kis tekercskapacitások a hasznos frekvencián többnyire még nagy kapacitív ellenállásokat jelentenek, úgyhogy ilyen körülmények között az induktív csatolás dominál. A frekvencia növekedésével azonban, mint tudjuk, csökken a kondenzátorok kapacitív ellenállása. Ez azt jelenti, hogy a tank-kör csatoló tekercsének kis kapacitása a felhullámok nagy frekvenciáin már kényelmes utat létesít az antenna felé.



30.3. ábra. Nem szándékos kapacitív csatolás az antennakör felé

A kapacitív csatolás csökkentésére és ezáltal a hasznos frekvenciához tartozó felharmonikusok kisugárzásának megakadályozására a tank-köri tekercsnek lehetőleg a hidegvégén kell csatolni az antennát. A tank-köri tekercsen elhelyezett antennatekercsnek azt a kivezetését, amely az alatta levő anódköri tekercs melegpontjának irányába esik, nullapotenciálra kell kötni, vagyis a csatoló tekercsnek ezt a végét a lehető legrövidebb úton összekötjük az adó szerelvénylapjával. Összekötő vezetéknek különösen jól beválik a kis induktivitású rézszalag. Szimmetrikus link-vezeték esetén leföldeljük a tekercs középső pontját, a koaxiális kábeles aszimmetrikus vezetékeket a kábel külső vezetőjén földeljük.



30.4. ábra. A leárnyékolt csatolótekercs

Ultrarövid hullámon a 30.4. ábra szerinti aszimmetrikus összekötő vezeték csatoló tekercseit szintén koaxiális kábelből lehet elkészíteni. Az ily módon leárnyékolt csatoló tekerccsel rendkívül kis kapacitású, gyakorlatilag tisztán induktív csatolást kapunk.

A kábel belső vezetőjén az antennához kijutó felharmonikusokat a vezeték mentén beiktatott antennacsatolóval vagy szűrővel aránylag egyszerűen lehet kiszűrni. Ezzel azonban nem akadályozzuk meg azokat a zavaró frekvenciákat, amelyek a kábel külső vezetőjén vándorolnak el az anten-

nához. Az antennakör tisztán induktív csatolásával ezért csak abban az esetben tudjuk hatékonyan elfojtani a felhullámokat, ha az adó gondos leárnyékolásával megszüntetjük a szórt csatolásokat, amelyeken keresztül a kábel külső vezetőjére juthatnak a harmonikusok.

A legtöbb antennacsatoló (lásd a 8. fejezetben) megfelelő szelektálással kiegészítve már hatékonyan elfojthatja a felhullámokat. A felharmonikusok és egyéb zavarfrekvenciák kiszűrésére olyan antennaszűrők alkalmasak, amelyek az igényeknek megfelelően egész frekvenciatartományokat képesek lezárni vagy áteresztení. Az ilyen szűrők jellemző adata az áteresztési vagy lezárási tartomány. Az áteresztési tartományon belül minden frekvenciát veszteségmentesen kell átvinni a szűrőnek, a zárótartományban viszont semmilyen vagy csak nagyon csekély hatásos teljesítménynek szabad átjutnia a fogyasztóhoz, vagyis e tartomány frekvenciáit el kell zárni az antenna elöl. Az ilyen szűrők áramköri elemeinek nem szabad hatásos teljesítményt fogyasztaniok. Ezt a követelményt ideális esetben tiszta meddőellenállások módjára viselkedő kapacitások és induktivitások elégítik ki, ezért az antennaszűrőket kizárólag csak kapacitásokból és induktivitásokból építjük fel.

Az áteresztési tartomány és a zárótartomány közötti átmenetnek ideális esetben ugrásszerűnek kell lennie. Minthogy azonban az áramköri elemek nem teljesen veszteségmentesek, ez az átmenet többé-kevésbé meredeken következik be. A zárótartomány és az áteresztési tartomány közötti átmenet frekvenciáját f_{kr} kritikus frekvenciának vagy határfrekvenciának nevezzük. A kritikus frekvencián a szűrőben egymással egyenlő az induktív és a kapacitív ellenállás.

Minthogy a szűrők illesztett antennavezetékekben vannak, ügyelnünk kell arra, hogy ne zavarjuk meg velük az illesztést. A szűrő bemeneti és kimeneti impedanciájának ezért meg kell egyeznie a tápvezeték Z_0 hullámellenállásával. Ügyelnünk kell emellett a szimmetria megtartására is: aszimmetrikus tápvezeték aszimmetrikus felépítésű szűrőt követel meg, míg a földszimmetrikus szűrők szimmetrikus tápvezetékhez valók.

Az alkalmazási célnak megfelelően a következő alaptípusok különböztethetők meg:

aluláteresztő szűrők;
felüláteresztő szűrők;
sáváteresztő szűrők;
sávzáró szűrők.

A szűrők számításaiban a következőkben felsorolt, az egész nagyfrekvencia-technikában elvi jelentőségű egyenletekből kell kiindulni:

Körfrekvencia:

$$\omega = 2\pi f = 6{,}28f \tag{30.1}$$

$\pi = 3{,}14$ (állandó); f a frekvencia.

Impedancia:

(Hullámellenállás)

$$Z \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{30.2}$$

(L az induktivitás, C a kapacitás).

Induktancia:

(Induktív ellenállás, induktív reaktancia)

$$X_L = \omega L. \tag{30.3}$$

Kapacitancia:

(Kapacitív ellenállás, kapacitív reaktancia)

$$X_C = \frac{1}{\omega C}. \tag{30.4}$$

Rezonanciafeltétel:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}. \tag{30.5}$$

Kritikus körfrekvencia:

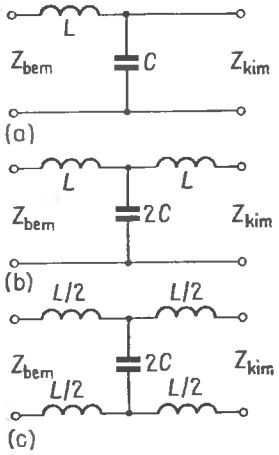
$$\omega_{kr} = 2\pi f_{kr}. \tag{30.6}$$

Ezekből az alapegyenletekből vezethetjük le a szűrők egyszerű számítását lehetővé tevő új egyenleteket.

30.2.1. Az aluláteresztő szűrő

Az aluláteresztő szűrő egy meghatározott f határfrekvenciától kezdve minden kisebb frekvenciát szabadon áteresztí (áteresztési tartomány), az ennél nagyobb frekvenciákat pedig nem ereszti át (zárótartomány). A legegyszerűbb aluláteresztő szűrő a 30.5.(a) ábra szerinti L hossziduktivitásból és C keresztkapacitásból összeállított aszimmetrikus féltag. Záróhatása többnyire nem elegendő. Ezért gyakoribb az úgynevezett egész tag, amelyet a 30.5.(b) ábrán aszimmetrikus alakban rajzoltunk meg. Ha például $Z = 60\ \Omega$ impedanciára méretezzük, beiktathatjuk egy 60 Ω hullámimpedanciájú koaxiális tápvezetékbe (Z_{bem} bemeneti impe-

danciája $=Z_{kim}$ kimeneti impedanciája = a tápvezeték Z_0 hullámellenállása). Harmadik változata a 30.5.(c) ábrán látható szimmetrikus teljes tag, amelyet a szimmetrikus tápvezetékben (például az ultrarövid hullámú szalagkábeles vezetékekben, „tyúklétrákban" stb.) lehet felhasználni.



30.5. ábra. Aluláteresztő szűrők T alakú alapkapcsolásban:
(a) aszimmetrikus féltag; (b) aszimmetrikus egész tag; (c) szimmetrikus teljes tag

Az aluláteresztő szűrők számításához a következő képleteket vezetjük le a (30.1)...(30.6) egyenletekből:

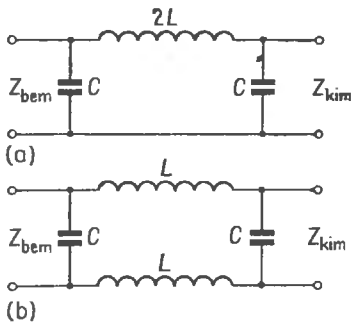
$$L \text{ induktivitás} = \frac{Z}{\omega_{kr}}; \qquad (30.7)$$

$$C \text{ kapacitás} = \frac{1}{\omega_{kr} Z} \qquad (30.8)$$

(L henryben, Z ohmban, ω_{kr} hertzben, C faradban értendő).

A T-kapcsolásnál gyakoribb a 30.6. ábra szerinti Π alakú zavarmentesítő aluláteresztő szűrő. Ezt a kapcsolást Collins-szűrő néven ismerik a rádióamatőrök. Ehhez is a (30.7) és a (30.8) képlet alapján számíthatjuk ki L és C értékét.

A gyakorlatban kis méretezésbeli különbségek adódnak a T és a Π alakú kapcsolás között. Az aluláteresztő szűrő hullámellenállása az áteresztési sávban valós, de nem állandó. A T-kapcsolásban a határfrekvencia irányában csökken, a Π-kapcsolásban viszont nő. Ezért a T-kapcsolásban a szűrő f_{sz} névleges impedanciáját valamivel nagyobbra kell venni a Z_s csatlakozási és lezáróellenállásnál. A Π-kapcsolás ezzel ellentétben valamivel kisebb Z_{sz} szűrőimpedanciát követel

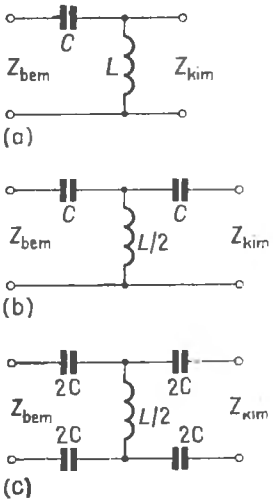


30.6. ábra. Aluláteresztőszűrők Π alakú kapcsolásban:
(a) aszimmetrikus Π-rag; (b) szimmetrikus *Π*-tag

meg. Kedvező viszonyokat akkor kapunk, ha a Z_{sz} szűrőimpedanciát a T-kapcsolásban $1{,}25Z_s$ értékűre vesszük, a Π-kapcsolásban pedig úgy méretezzük, hogy $Z_{sz}=0{,}8Z_s$ legyen. Ha például egy $Z_s=60\ \Omega$ hullámellenállású koaxiális tápkábelbe T-kapcsolású aluláteresztő szűrőt akarunk beiktatni, a szűrő Z_{sz} impedanciáját $1{,}25\cdot 60=$ $=75\ \Omega$ értékkel kell behelyettesíteni a képletekbe. Ha Π-kapcsolást akarunk ugyanilyen körülmények között alkalmazni, $Z_{sz}=0{,}8\cdot 60=48\ \Omega$ értékre van szükségünk.

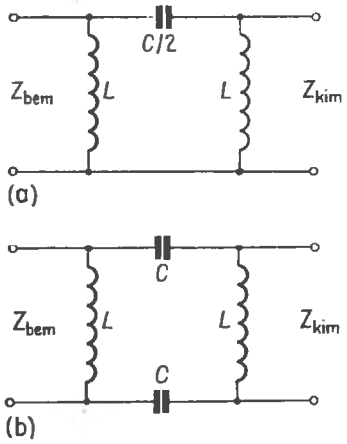
30.2.2. A felüláteresztő szűrő

A felüláteresztő szűrő egy meghatározott f_{kr} határfrekvenciától kezdve minden nagyobb frekvenciát áteresztő, a határfrekvenciánál kisebb frek-



30.7. ábra. Felüláteresztő szűrők T alakú alapkapcsolásban:
(a) aszimmetrikus féltag; (b) aszimmetrikus egész tag; (c) szimmetrikus egész tag

venciákat viszont mind lezárja. Az áluláteresztő szűrőtől abban különbözik a kapcsolása, hogy a kapacitást hosszirányban, az induktivitást pedig keresztirányban tartalmazza. Ebben az esetben is különbséget teszünk a T alakú alapkapcsolás (30.7. ábra) és a Π-kapcsolás (30.8. ábra) között.



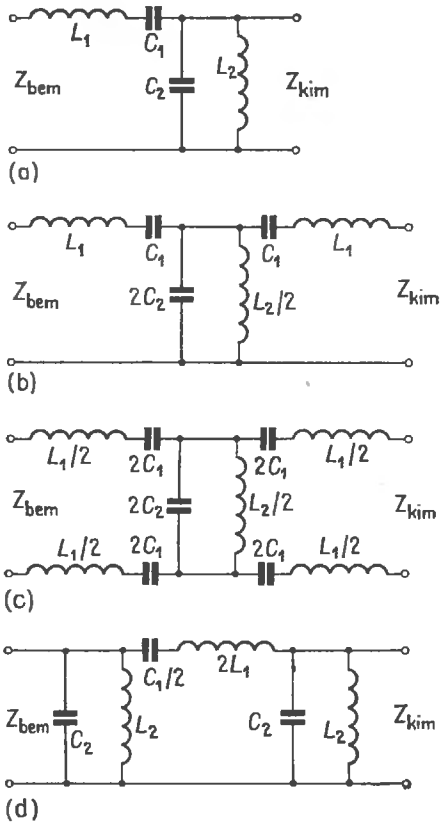
30.8. ábra. Felüláteresztő szűrők Π-kapcsolásban:
(a) aszimmetrikus Π-tag; (b) szimmetrikus Π-tag

Az áluláteresztő szűrőre megadott két képlet, nevezetesen az L induktivitás (30.7) és a C kapacitás (30.8) kifejezése a felüláteresztő szűrőre is érvényes. Hasonlóképpen a T-kapcsolásban $Z_{sz} = 1{,}25Z_s$, a Π-kapcsolásban pedig $Z_{sz} = 0{,}8Z_s$. Az adók zavarmentesítéséhez felüláteresztő szűrőkre általában nincs szükség. A vevők — főként a tv-vevők — bemenetén gyakran alkalmazunk felüláteresztő szűrőt, hogy távoltartsuk az amatőradók által előidézett zavarokat.

30.2.3. A sáváteresztő szűrő

Mint a neve is mutatja, a sáváteresztő szűrő egy bizonyos frekvenciasávban áteresztő. Ezt az áteresztési sávot a definiált f_{max} legnagyobb és f_{min} legkisebb frekvencia határolja.

Az f_{max} frekvenciánál nagyobb és az f_{min} frekvenciánál kisebb frekvenciák nem haladhatnak keresztül a szűrőn. Mint a 30.9. ábrán látjuk, a sáváteresztő szűrő hosszirányban egy soros rezgőkörből (L_1—C_1), keresztirányban pedig egy párhuzamos rezgőkörből (L_2—C_2) áll. Számításához mindenekelőtt meghatározzuk a (30.1) képlet alapján az f_{max} legnagyobb és az f_{min} legkisebb frekvenciához tartozó ω_{max} és ω_{min} körfrekvenciákat, ezen-



30.9. ábra. Sáváteresztő szűrők T és Π alakú kapcsolásban:
(a) aszimmetrikus féltag; (b) aszimmetrikus egész tag T alakú kapcsolásban; (c) szimmetrikus teljes tag T alakú kapcsolásban; (d) aszimmetrikus egész tag Π alakú kapcsolásban

kívül f_{max} és f_{min} értékéből kiszámítjuk az f_k közepes rezonanciafrekvenciát (az áteresztési sáv közepét), ebből pedig a (30.1) egyenlet felhasználásával a rezonancia ω_k körfrekvenciáját. Miután ily módon meghatároztuk ω_{max}, ω_{min} és ω_k értékét, az áramköri elemek adatait a következő egyenletek felhasználásával számítjuk ki:

$$L_1 = \frac{Z}{\omega_{max} - \omega_{min}}; \qquad (30.9)$$

$$L_2 = \frac{Z(\omega_{max} - \omega_{min})}{\omega_k^2}; \qquad (30.10)$$

$$C_1 = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\omega_k^2 Z}; \qquad (30.11)$$

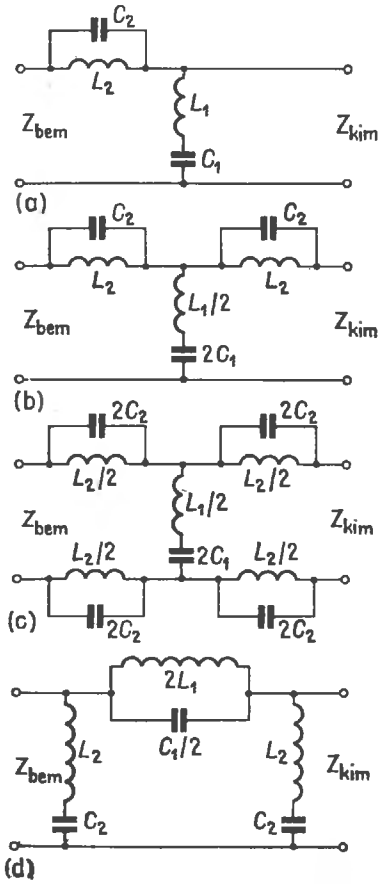
$$C_2 = \frac{1}{Z(\omega_{max} - \omega_{min})}. \qquad (30.12)$$

Ezekben a képletekben L henryben, Z ohmban, ω hertzben, C pedig faradban értendő.

A fenti egyenletek a 30.9. ábrán felrajzolt, T és Π alakú kapcsolásban megvalósított sáváteresztő szűrőkre vonatkoznak.

30.2.4. A sávzáró szűrő

A sávzáró szűrő zárótartományát a definiált f_{max} és f_{min} frekvenciák határolják. Az f_{max} frekvenciánál nagyobb frekvenciákat és az f_{min} frekvenciánál kisebb frekvenciákat ez a szűrő mind áteresztí. Mint a 30.10. ábrán látjuk, a sávzáró szűrő hosszirányban párhuzamos rezgőköröket, keresztirányban pedig egy soros rezgőkört tartalmaz.



30.10. ábra. Sávzáró szűrők T és Π alakú kapcsolásban:

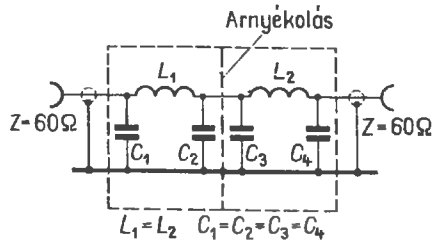
(a) aszimmetrikus féltag; (b) aszimmetrikus egész tag T-alakú kapcsolásban; (c) szimmetrikus teljes tag T alakú kapcsolásban; (d) aszimmetrikus egész tag Π alakú kapcsolásban

A sávzáró szűrő áramköri elemeire a (30.9)... ...(30.12) egyenletek érvényesek. Itt is az ω_{max}, ω_{min}, ω_k frekvenciákat kell behelyettesíteni. Az egész számítást tehát ugyanúgy végezzük el, mint a sávátereszto szűrőkre, a különbség csak annyi, hogy a soros és a párhuzamos rezgőkörök más elrendezése folytán az áteresztési sáv helyére zárósáv, a zárósáv helyére áteresztési sáv lép.

A sávátereszto szűrőkre és a sávzáró szűrőkre is érvényes az a szabály, hogy a Z_{sz} szűrőimpedancia a T-kapcsolásban $1{,}25Z_s$, a Π-kapcsolásban pedig $0{,}8Z_s$.

30.2.5. Gyakorlatilag megvalósított antennaszűrők

Az amatőrgyakorlatban legnépszerűbb hullámcsapda a jól bevált Collins-szűrő. Ez a Π-kapcsolású, egyszerű aluláteresztő szűrő jól méretezve és helyesen beállítva sok esetben kielégítő mértékben nyomja el a felhullámokat. Számítását és beállítását a 8.1.1.1. alpontban ismertettük.



30.11. ábra. Aszimmetrikus kétszeres aluláteresztő szűrő Π alakú kapcsolásban

Különösen olyankor, amikor az adó végerősítő fokozata C-üzemben nagy kimeneti teljesítménnyel és erőteljes kivezérléssel működik, könnyen előfordul, hogy a tápkábelen keresztül egyes felhullámok kijutnak az antennára és onnan az éterbe. Jól illesztett koaxiális kábellel táplált antenna esetén a 30.11. ábra szerint egy aluláteresztő szűrőt iktathatunk be a kábel áramkörébe. Ez a két egyforma, utánhangolás nélküli Π-szűrőből összeállított hullámcsapda a második felharmonikust kereken 30, a haramadikat kereken 48, a negyediket pedig körülbelül 60 dB-lel csillapítja. Elméletileg a felhullámok csillapításának mértéke a felharmonikus rendszámával együtt folyamatosan nő ugyan, a gyakorlatban azonban csak korlátozott mértékben lehet ezt kihasználni, mert a nagyon nagy frekvenciákon már bonyolulttá válik a szűrőelemek viselkedése és huzalozása.

30.1. táblázat. A 30.11. ábra szerinti aluláteresztő szűrők méretezési adatai

Amatőrsáv	$C_1 \ldots C_4$	L_1 és L_2 induktivitása	L_1 és L_2 tájékoztató adatai		
			tekercsátmérő	tekercs hossz	menetszám
m	pF	μH	mm	mm	n
80	820	2,2	25	50	13
40	390	1,3	25	25	8
20	220	0,57	20	20	7
15	150	0,38	13	18	6
10	100	0,30	13	22	6

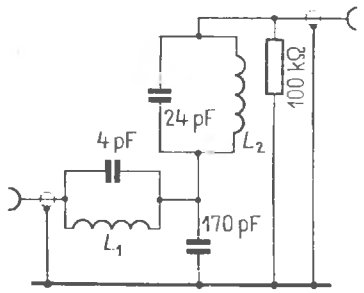
A szűrőt minden oldalról zárt fémburával veszszük körül. Két részét a burán belül egy árnyékolófallal elválasztjuk egymástól, magát a burát pedig a lehető legrövidebb úton összekötjük az adó végfokozatának nullapotenciáljával. Általában minden egyes amatőrsávra optimálisan méretezünk egy-egy ilyen antennaszűrőt, de elegendő csak azokra a sávokra szorítkozni, amelyeknek bekapcsolásakor rádiózavarokat észlelünk. Az ilyen szűrők átmenőcsillapítása (vagyis az üzemi hullám csillapítása) kisebb 0,5 dB-nél.

A 30.1. táblázatban közölt kapacitás- és induktivitásértékekkel minden külön beállítás nélkül is működőképes a szűrő.

Minden tekercset 2 mm vastag huzalból, tekercstest nélkül készítünk el és a menetek széthúzásával vagy összenyomásával állítunk be a szükséges induktivitásra. Minthogy a rádióamatőrnek általában nincs induktivitásmérő készüléke, egy grid-dip mérő felhasználásával állítjuk be a szűrőket. Ennek elvégzéséhez mindenekelőtt rövidrezárjuk a C_2, C_3 kondenzátorokat, vagyis az árnyékolófalon keresztül fűzött összekötő vezetéket egy-egy rézszalaggal a burára kötjük. Ily módon két, egymástól független (L_1—C_1 és L_2—C_2) párhuzamos rezgőkört kapunk. A tekercs deformálásával mindkét rezgőkört a grid-dip mérővel ráhangoljuk az üzemi frekvenciára. Ezután eltávolítjuk a rövidrezáró rézszalagokat, és ezzel már üzemkész állapotban van a szűrő.

A kondenzátoroknak kis veszteségűeknek kell lenniök; átütési feszültségükkel kapcsolatban nincsenek különösebb igényeink. Például egy 100 W nagyfrekvenciás teljesítményű adóban kereken 110 V feszültséget kapunk a 60 Ω-os kábelen, de anódmoduláció esetén a csúcsokban megfelelően megnő ez az érték. Ily módon 100 W teljesítményig megfelelnek a 350 V váltakozófeszültséggel vizsgált kerámia kondenzátorok. Arról azonban meg kell győződnünk, hogy állóhullámok nincsenek a tápvezetéken, vagyis hogy pontos az illesztés, mert egyébként nagy feszültségcsúcsok alakulhatnak ki, és tönkretehetik a kondenzátorokat.

A 30.12. ábrán bemutatott, kis helyen elférő szűrő a Motorola gyár gépkocsiadóiban használatos, és a 30 MHz alatti amatőrfrekvenciákon mint

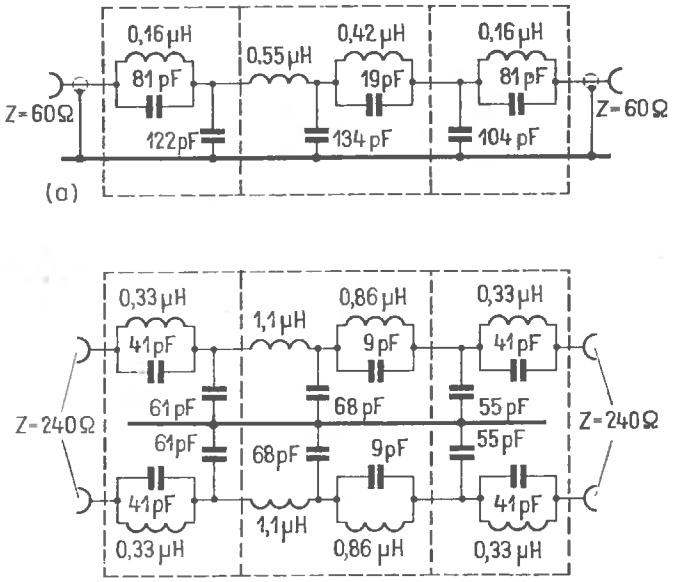


30.12. ábra. Kis helyen elférő aluláteresztő szűrő rövidhullámú adókhoz és kis teljesítményre ($L_1 = L_2 = 1$ mm-es lakkozott rézhuzalból nyolc menet; 6 mm-es tüskés szorosan egymás mellé tekercselt menetekkel)

aluláteresztő szűrő alkalmazható. A két tag között itt nincs árnyékolás, és hogy L_1 és L_2 ne befolyásolhassa egymást, tengelyeik 90°-os szöget zárnak be egymással, amit egyébként az ábrán is jól láthatunk. A 100 kΩ-os, 0,5 W-os ellenállás feladata mozgóüzemben a sztatikus antennatöltések levezetése. A térbelileg kis szűrőt a rövidhullámú adón belül egy árnyékolódobozban lehet elhelyezni.

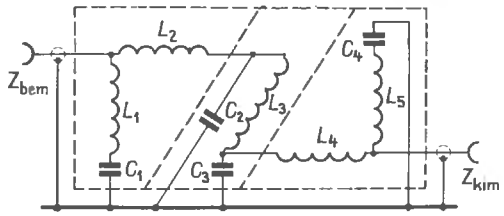
A felhullámok elfojtása szempontjából nagyobb igényeket elégít ki a 30.13. ábrán látható háromszoros aluláteresztő szűrő. A 30.13.(a) ábra szerinti aszimmetrikus változat a 60 Ω-os koaxiális tápvezetékbe iktatható be, a 30.13.(b) ábra szerinti változat pedig 240 Ω-os szimmetrikus vezetékhez alkalmazható. Ezeket a szűrőket egy minden oldalról zárt, háromrekeszes árnyékolódobozban kell elhelyezni. A zárótartomány 35 MHz-nél kezdődik, úgyhogy a tv-sávokban és az ultrarövid hullámú rádióműsorok sávjában minden zavart

30.13. ábra. Meredekített jelleggörbéjű háromszoros aluláteresztő szűrő; zárási tartomány 35 MHz-től:
(a) aszimmetrikus változat 60 Ω-os koaxiális kábelhez; (b) szimmetrikus szűrő 240 Ω-os szalagvezetékhez



elnyom. A felhullámok elfojtása a teljes zárótartomány mentén körülbelül 60...70 dB. Ezek a szűrők minden olyan rövidhullámú adóhoz felhasználhatók, amelynek üzemi frekvenciája 30 MHz alatt van.

Hasonló szűrőkapcsolást látunk a 30.14. ábrán is. Szintén egy három árnyékolórekeszben elhelyezett háromszoros aluláteresztő szűrőről van szó.



30.14. ábra. Aszimmetrikus hármas aluláteresztő szűrő 35 MHz-nél kezdődő zárótartomány megvalósítására

Míg azonban a 30.13. ábra szerinti szűrő hosszirányban párhuzamos rezgőköröket tartalmaz, a 30.14. ábrán keresztirányban soros rezgőkörök vannak. A rezgőkörökre azért van szükség, hogy a zárótartományban meredekebben növekedjék a csillapítás. A hosszirányban elhelyezett párhuzamos rezgőkörök elzárják az utat a rezonanciafrekvencián, vagyis nem eresztik át a rezonanciafrekvenciát. A keresztirányban elhelyezett soros rezgőkörök átvezetnek, ezért szívóköröknek nevezzük őket. Áteresztik rezonanciafrekvenciájukat, tehát levezetik nullapotenciálra az ilyen frekvenciájú áramokat, minden más frekvenciának viszont útját állják. A gyakorlatban tehát ugyanazt a hatást fejtik ki a rezgőkörök. A 30.2. táblázatban közöljük a 30.14. ábra szerinti szűrő méretezési adatait, és megadjuk a még magyarázatra szoruló kiegyenlítő frekvenciákat is. Ezek az ada-

30.2. táblázat. A 30.14. ábra szerinti aluláteresztő szűrő méretezési adatai és hangolási frekvenciái

	$Z = Z_{bem} = Z_{kim}$ szűrőimpedancia		
	52 Ω	60 Ω	75 Ω
C_1 és C_4 kapacitás	50 pF	46 pF	35 pF
C_2 és C_3 kapacitás	170 pF	150 pF	120 pF
L_2 és L_5 tekercselése	5 menet	$5^1/_2$ menet	6 menet
L_2 és L_4 tekercselése	8 menet	9 menet	11 menet
L_3 tekercselése	9 menet	$10^1/_2$ menet	13 menet
f_{kr} zárófrekvencia	36 MHz	36 MHz	36 MHz
f_1	44,4 MHz	45,5 MHz	47 MHz
f_2	25,5 MHz	25,4 MHz	25,2 MHz
f_3	32,5 MHz	32,2 MHz	31,8 MHz

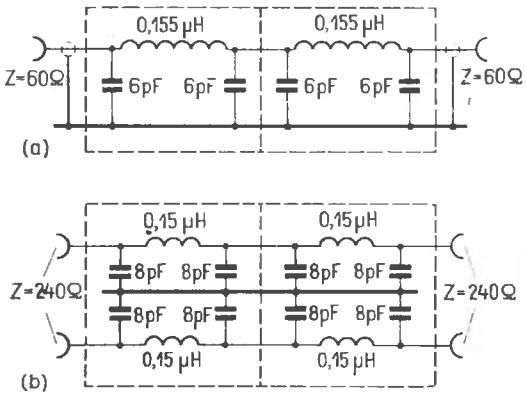
tok a szokásos 52, 60 és 75 Ω kábelimpedanciáknak felelnek meg.

Mindegyik tekercs 1,5...2,0 mm vastag lakkozott rézhuzalból készült. 11 mm átmérőjű tüskére tekercseljük őket, úgyhogy a tüske kihúzása után a tekercsek belső átmérője 12...13 mm.

A szűrők kifogástalan beállításához egy 20...50 MHz mérési tartományú grid-dip mérő szükséges. Először is kivesszük a szűrőből az L_2 és az L_4 tekercset, a Z_e és Z_a csatlakozó hüvelyeket testeljük (összekötjük az árnyékolással). Ily módon most három, egymástól független párhuzamos rezgőkör jött létre: L_1—C_1, L_5—C_4 és L_3—C_2—C_3. Az L_1 tekercs összenyomásával vagy széthúzásával most a 30.2. táblázatban közölt f_1 frekvenciára hangoljuk az L_1—C_1 rezgőkört (grid dip mérővel). Ugyanígy járunk el az L_5—C_4 rezgőkörrel is. Ezután az L_3 tekercs deformálásával beállítjuk az f_2 frekvenciára az L_3—C_2—C_3 rezgőkört. Utána óvatosan leforrasztjuk a már beállított L_3 tekercset, de ügyeljünk, hogy mechanikailag semmi se változzék meg rajta. Ezzel egyidejűleg eltávolítjuk a bemeneti és a kimeneti csatlakozó hüvelyről a rövidrezáró vezetéket, majd beforrasztjuk az L_2, L_4 tekercset.

Most az L_2 tekercset változtatgatjuk mechanikailag úgy, hogy a C_1—L_1—L_2—C_2 áramkör teljes egészére f_3 rezonanciafrekvenciát mutasson a grid-dip mérő. E beállítás során az L tekercsnek már nem szabad megváltoznia. Ugyanígy járunk el az L_4 tekerccsel, és most a C_4—L_5—L_4—C_3 áramkört állítjuk be az f_3 frekvenciára. Ezután a már beállított L_3 tekercset óvatosan visszaforrasztjuk, és ezzel készen is vagyunk; a szűrő működőképes állapotba került. Ajánlatos azonban még egy általános ellenőrző vizsgálatot végezni a grid dip mérő alapján. Minden egyes tekercsen (L_1—L_5) rezonanciaként jelentkeznie kell a körülbelül 36 MHz-es f_{kr} zárófrekvenciának.

A 2 m-es adók végfokozatával előállított felhullámok a 288...292, 432...438, 576...584 MHz stb. sávokba esnek. Ezek szerint a IV/V. frekvenciasáv csatornáiban (a 34—35. és az 52—53. csatornákban) lehetnének zavarok. A valóságban azonban a végfokozat előtti frekvenciasokszorozók, sajnos, nemcsak a szükséges felharmonikusokat állítják elő, hanem a nemkívánatos felhullámok sokaságát is, és a végfokozat ezeket is elősegítheti, sokszorosíthatja, keverheti. Ezért a III. tv-sávba eső zavaró felhullámok kiküszöbölésére sokszor a 2 m-es adókat is el kell látni szűrővel. A 30.15. ábrán aszimmetrikus és szimmetrikus



30.15. ábra. Π-kapcsolású aluláteresztő szűrő 2 m-es adóhoz:
(a) aszimmetrikus szűrő 60 Ω-os koaxiális kábelhez; (b) szimmetrikus szűrő 240 Ω-ra

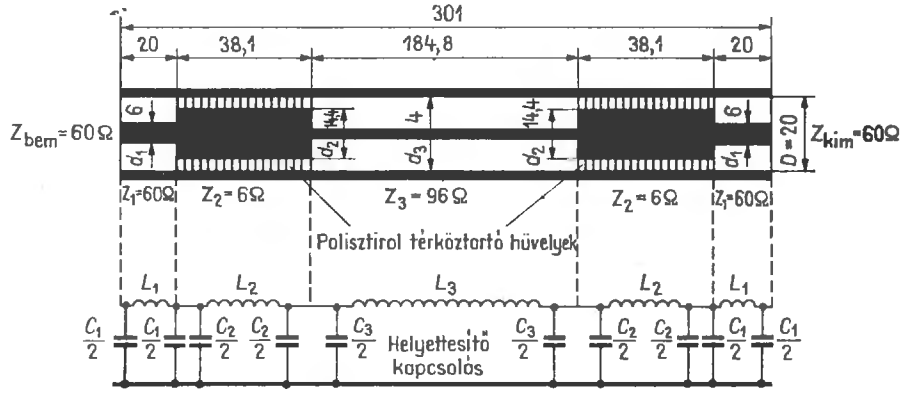
változatban kéttagú aluláteresztő szűrőket mutatunk be a 2 m-es adókhoz, és a számadatokat is feltüntettük a rajzon. Megfelelő méretezéssel a 30.14. ábra szerinti háromszoros aluláteresztő szűrő kapcsolása is felhasználható. A 30.2. táblázat alapján erre vonatkozólag a következő adatokat kapjuk:

$$C_1 = C_4 = 10 \text{ pF}; \; C_2 = C_3 = 40 \text{ pF}.$$

$L_1 = L_5 = 3$ menet; $L_2 = L_4 = 2$ menet; $L_3 = 5$ menet.

A tekercsek 1 mm vastag, lakkozott rézhuzalból, 6 mm-es tüskén készíthetők el. Ugyanúgy állítjuk be őket, mint ahogyan a rövidhullámú változatra vonatkozólag már elmondtuk, de most a következők a frekvenciaértékek: $f_{kr} = 160$ MHz zárófrekvencia; $f_1 = 200$ MHz; $f_2 = 112$ MHz; $f_3 = 144$ MHz. A 2 m-es adók esetleg nemcsak a tv-vételt zavarják, hanem a méteres és deciméteres hullámokon működő egyéb fontos rádiószolgálatokat is. Indokoltak tehát az ultrarövid hullámú adók melléksugárzására vonatkozó szigorú előírások. A létrehozott felhullámok ezenkívül meghamisítják a visszaverődés-mérőn leolvasható eredményt, és az átmenőteljesítmény mérése során megnövelik az alaphullámon mért teljesítményt, mert a műszer beleméri az alaphullámba a felhullámok összegét is.

A méteres hullámokra koncentrált áramköri elemekből (tekercsekből és kondenzátorokból) összeállított hagyományos felhullámszűrők nem mindig hozzák meg a teljes sikert, mert nagy frekvenciákon már nagyon zavarnak a tekercsek saját rezonanciái és a huzalozási induktivitások. Ezen-

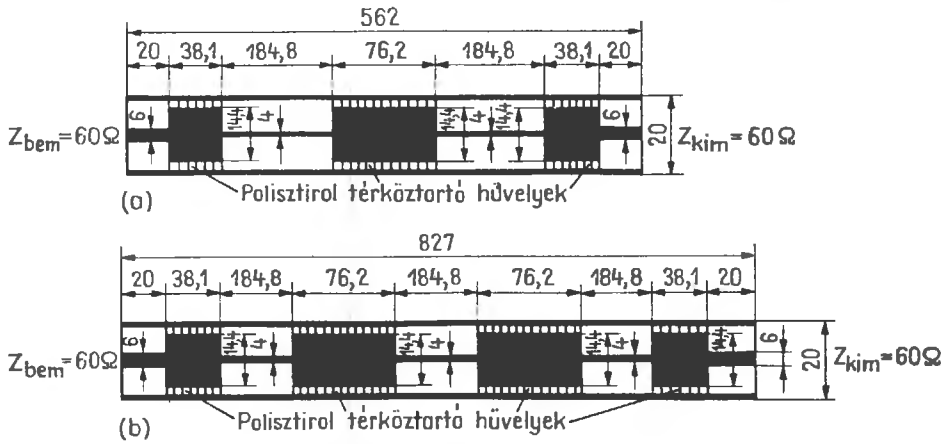


30.16. ábra. Koaxiális aluláteresztő szűrő 2 m-es adóhoz DJ 3 QC szerint és helyettesítő kapcsolási rajza (adatok mm-ben; nem léptékhű rajz)

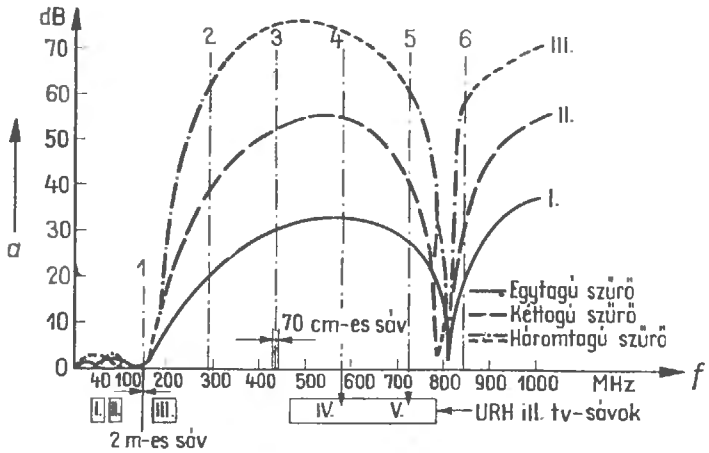
kívül az amatőrök eszközeivel aligha lehet pontosan beállítani a méteres hullámokra szánt szűrőket. Megszűnnek azonban ezek a nehézségek, ha a méteres és deciméteres hullámokra koaxiális szűrőket állítunk össze. Ilyen aluláteresztő szűrőket vezetékdarabokból a 2 m-es adójához legelőször DJ 3 QC szerkesztett meg és írt le. A szűrők előállítása bizonyos mechanikai ráfordítást tesz szükségessé, méreteik azonban nagyon kicsinyek, záróhatásuk kitűnő, beállításuk felesleges.

DJ 3 QC szerint egy egyszerű koaxiális aluláteresztő szűrő metszeti rajzban a 30.16. ábrának felel meg. A külső vezető egy 301 mm hosszú és 20 mm belső átmérőjű sárgaréz cső vagy rézcső. A fémes belső vezető különböző átmérőjű szakaszokra oszlik fel. A két, 38,1 mm hosszú és 14,4 mm átmérőjű szakaszt valamilyen megfelelő szigetelőhüvellyel kell bevonni, hogy egyrészt stabil mechanikai tartást kapjon a belső vezető a külső csőben, másrészt hogy dielektrikumként is hasson. Az eredeti változat teflonhüvelyt tartalmazott, de más, kiváló minőségű műanyagok is megfelelnek, például trolitul, polietilén vagy polisztirol. A szűrő mindkét végén megfelelő 60 Ω-os koaxiális csatlakozó is van, ezek azonban a 30.16. ábrán nem láthatók.

A 30.16. ábrán bemutatjuk a szűrő teljes helyettesítő kapcsolását is. Itt azt is figyelembe vettük, hogy minden vezetékdarab már önmagában is tagnak tekinthető. Minden induktivitás és kapacitás ez esetben frekvenciafüggetlen mennyiség. A szűrő számításához a pontos helyettesítő kapcsolást kell alapul venni. Ezt az egyszerű, de roppant időtrabló kapcsolást csak komputerrel



30.17. ábra. Többtagú aluláteresztő szűrő DJ 3 QC szerint:
(a) koaxiális kettős Π-szűrő; (b) koaxiális hármas Π-szűrő (méretek mm-ben, nem mérethű rajz)



30.18. ábra. A 145 MHz határfrekvenciára méretezett, egy- és többtagú koaxiális aluláteresztő szűrőkön mért csillapításértékek (az UKW-Berichte alapján)

ienet megfelelően kézben tartani. A DJ 3 QC által kiszámított méretekkel az optimális értékeket kapjuk meg.

A 30.16. ábra szerinti egytagú szűrő csillapítási görbéjén már a III. tv-sávban is 8 dB körüli értéket kapunk, a 2. felharmonikuson (290 MHz-en) 20,5 dB a csillapítás, a 4. felharmonikuson pedig 33 dB-lel elérjük az első csillapításmaximumot. A csillapításra további mért értékeket a 30.18. ábráról olvashatunk le. Az átmenőcsillapítás 145 MHz-en 0,1 dB alatt van.

Mint a 30.17. ábrán láthatjuk, több alapszűrőt sorba is kapcsolhatunk. Ez esetben a középső, 38,1 mm hosszú, 6 Ω-os vezetékdarabokat egy két-Π-szeres hosszúságú (72,6 mm-es) átmenő vezetékdarabbá fogjuk össze. A többtagú szűrőben megfelelő mértékben megnő a felhullámok csillapítása, meredekebbé válik a görbe.

A 30.17.(a) ábrán megadjuk egy kétszeres Π-szűrő méreteit, a 30.17.(b) ábrán egy háromszoros szűrőt mutatunk be. A különböző kivitelezésű szűrőkről felvett csillapításgörbéket a 30.18. ábrán közöljük. Mint látjuk, a 144 MHz-nél kisebb frekvenciákon is van bizonyos csillapítás. Ebből az következik, hogy az ebbe a tartományba eső 48 MHz, 72 MHz stb. mellékfrekvenciákat kissé elnyomjuk. A IV/V. tv-tartományon belül azokban a csatornákban, amelyeket leginkább veszélyeztetnek a 2 m-es adók negyedik és ötödik felharmonikusai, igen nagy a csillapítás.

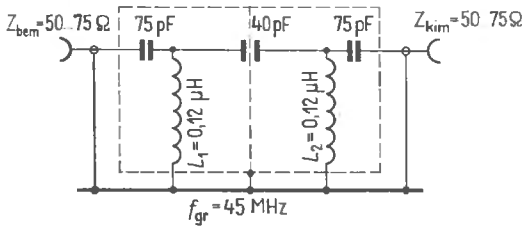
Ugyanilyen szűrőket a 70 cm-es amatőradókhoz is készíthetünk egyszerűen úgy, hogy a megadott hosszméreteket 3-mal osztjuk. Az irodalomban megtalálhatjuk a részletes mechanikai adatokat és szerkezeti rajzokat erről a kitűnő koaxiális szőrűről.

A szűrőt teljes mértékben csak akkor tudjuk kihasználni, ha Z_{be} bemeneti ellenállását és Z_{ki} kimeneti ellenállását pontosan illesztjük a csatlakozó adóhoz, illetve tápvezetékhez. Ez egyúttal azt is jelenti, hogy az antennát be kell hangolni a megfelelő frekvenciára és illeszteni a tápvezetékhez. A tápvezeték mentén megjelenő állóhullámok, mint tudjuk, rontják az illesztést és ezáltal károsan befolyásolják a szóróhatást. A sugárzók fajtáinak és táplálásuknak ismertetése során már utaltunk arra, hogy a különböző antennák különbözőképpen hajlamosak a zavaró frekvenciák kisugárzására. Elvileg a kis ellenállású, pontosan illesztett tápvezetékkel működő antennák idézik elő a legkisebb zavaró sugárzást. A pontos illesztéshez tartozik a szimmetria megtartása is, vagyis az, hogy például a koaxiális kábelt csak valamilyen szimmetriaátalakító közbeiktatásával szabad szimmetrikus antennához csatlakoztatni.

Az adó oldalán végrehajtott minden zavarelhárítás ellenére is előfordulhatnak zavarok sok vevőben, olyanok, amelyeket csak a zavart vevőben lehet megszüntetni. A zavarok okát többnyire nem valamilyen hibás adóban, hanem a vevő műszaki hiányosságaiban kell keresni. A legtöbb esetben nem eléggé szelektív a bemenet, úgyhogy az amatőradó erős üzemi hulláma behatol a vevőbe, és különböző zavarási hatásokat idéz elő benne. Például többé-kevésbé lerontja a vevő érzékenységét, esetleg teljesen lezárja a bemenetet. Ezenkívül zavaró keverési folyamatok és egyenirányítási jelenségek következnek be, különböző zavaró hatá-

sokat idéznek elő aszerint, hogy milyen helyeken alakulnak ki, sőt még a kisfrekvenciás erősítő fokozatokban is érvényesülhetnek. Ha az adó sugárzása a vevőantennán keresztül jut be az ultrarövid hullámú rádióvevőbe vagy a tv-vevőbe, a zavart vevő antennahüvelyébe beiktatott felületeresztő szűrő majdnem mindig segít a bajon. Ugyanezt elméletileg egy zárókörrel vagy szívókörrel is elérhetjük, ha az adó frekvenciájára méretezzük, csakhogy az adófrekvencia megváltozásakor ki kellene cserélni vagy át kellene kapcsolni a rezgőköröket. Ezért előnyösebb a rövidhullámú amatőrsávok minden frekvenciáján egyaránt hatásos felületeresztő szűrő.

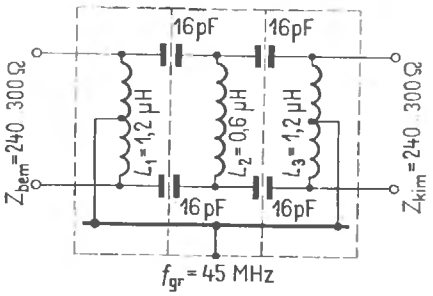
Megfelelő felületeresztő szűrőket a (30.1)... ...(30.8) képletek szerint méretezhetünk, és az f határfrekvenciát célszerűen 35...45 MHz-re vehetjük. Az ilyen vevőszűrők hatékonysága a tv-vevőkre és az ultrarövid hullámú rádióműsorok vevőire szorítkozik. A 45 MHz határfrekvenciára egy felületeresztő szűrőt kipróbált adataival együtt a 30.19. ábrán mutatunk be. Az 50...75 Ω hullámellenállású koaxiális antennalevezető kábeleken használhatjuk fel.



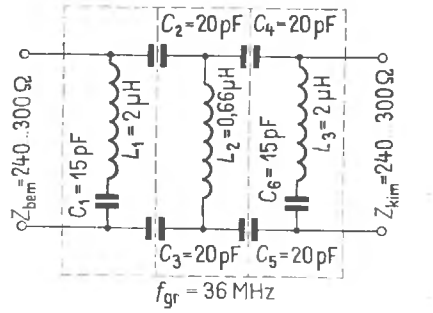
30.19. ábra. Aszimmetrikus felületeresztő szűrő koaxiális kábellel csatlakozó tv-vevőhöz. *Tekercselési adatok:* az L_1 és az L_2 tekercs 1 mm-es lakkozott rézhuzalból, 6 mm-es hengeres tekercstesten hét-hét menettel készül, a tekercselési hossz kb. 12 mm

Egy másik felületeresztő szűrőt 240...300 Ω hullámellenállású szimmetrikus, ultrarövid hullámú szalagkábelekhez a 30.20. ábrán láthatunk. Ebben is 45 MHz a határfrekvencia. Az előírt árnyékolódobozt rézzel bevont, nyomtatott áramköri lemezekből forraszthatjuk össze. A többnyire univerzális táplálású tv-vevőkben sehol sem szabad fémesen közvetlenül összekötni a szűrőt a készülék szerelvénylapjával. Ezért mindig egy biztonságos, körülbelül 1000 pF kapacitású elválasztó kondenzátoron keresztül csatlakoztatjuk a szűrő földelőpontját a szerelvénylaphoz.

Egy meredeken növekvő csillapítású és 33 MHz határfrekvenciájú felületeresztő szűrőt láthatunk

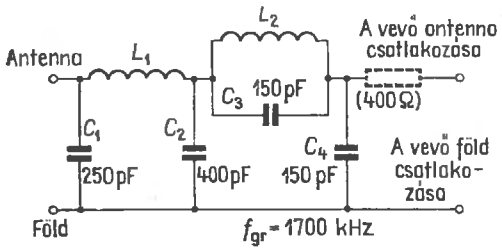


30.20. ábra. Szimmetrikus felületeresztő szűrő szalagkábellel csatlakozó tv-vevőhöz. *Tekercselési adatok:* az L_1 és az L_3 tekercs 0,5 mm-es lakkozott rézhuzalból, 6 mm-es hengeres tekercstesten 17—17 menettel készül. Szorosan egymás mellé tekercselt menetek, középleágazás; az L_2 tekercs 0,5 mm-es lakkozott rézhuzalból, 6 mm-es hengeres tekercstesten 12 menettel, szorosan egymás mellé tekercselt menetek



30.21. ábra. Meredekített jelleggörbéjű felületeresztő szűrő szalagkábellel csatlakozó tv-vevőhöz. *Tekercselési adatok:* L_1 és L_3 0,32 mm-es lakkozott rézhuzalból, 6 mm-es hengeres tekercstesten 24—24 menet, a tekercshossz kb. 15 mm; L_2 0,32 mm-es lakkozott rézhuzalból 6 mm-es tekercstesten 14 menet, a tekercs hossza kb. 15 mm

a 30.21. ábrán. Ez a szűrő is a vevőkön szokásos szimmetrikus, 240...300 Ω csatlakozási ellenállásnak felel meg. A tekercsek adatai csak közelítő értékek, a behangolás során állíthatjuk be a szükséges induktivitást. Ha az L_1 és C_1, továbbá az L_3 és C_6 áramköri elemekből két párhuzamos rezgőkört állítunk össze, a grid-dip mérővel mindig 29 MHz rezonanciafrekvenciát kell kapnunk. A még beépítetlen L_2 tekercset egy 100 pF-os kondenzátorral szintén párhuzamos rezgőkörré egészítjük ki, majd 20 MHz-re állítjuk be a rezonanciafrekvenciát. Az ily módon beállított tekercseket lelakkozzuk és beépítjük. Ha a műsorvevőt az amatőrvevő alaphulláma középhullámon vagy hosszúhullámon zavarja, felületeresztő szűrőkkel nem sokra megyünk, úgyhogy itt aluláteresztő szűrőre



30.22. ábra. Aluláteresztő szűrő rövidhullámú rész nélküli amplitúdómodulációs műsorvevőhöz. *Tekercselési adatok:* L_1=0,65 mm-es, lakk- és selyemszigetelésű rézhuzalból, 38 mm átmérőjű hengeres tekercstesten 65 menet, szorosan egymás mellé tekercselve. L_2=41 menet, egyébként ugyanolyan, mint L_1. *A két tekercs között meg kell akadályozni minden csatolást!*

van szükségünk, és a körülbelül 1700 kHz feletti frekvenciákat kell ily módon kizárnunk.

Egy ilyen aluláteresztő szűrőt a 30.22. ábrán mutatunk be. Az L_1 és L_2 tekercs között meg kell akadályoznunk minden csatolást, ezért egymás között elforgatjuk őket, úgy, hogy tengelyeik 90°-ot zárjanak be egymással. Ezek a szűrők, ha kimenetük és az antennacsatlakozás közé beiktatunk egy 400 Ω-os szénrétegellenállást (az ábrán szaggatott vonallal berajzolva), valamivel jobban működnek. Az ilyen szűrő természetesen meggátolja a rövidhullámú vételt, hiszen ezek a frekvenciák a zárási tartományba esnek.

Az antenna hozzávezetésében a legjobb vevőszűrő is hatástalan marad, ha a zavaró frekvenciák nem az antennán jönnek keresztül, hanem közvetlenül jutnak be a többnyire hiányosan árnyékolt vevő áramköreibe, vagy esetleg más kivezetéseken keresztül érik el a vevőt. Ilyenkor többnyire a vevőbe kell belenyúlnunk, de az ilyen zavarelhárítás ismertetése könyvünk keretein kívül esik.

31.

Antennamérő készülékek

Minden rádióamatőr tudja, hogy az általa elkészített vevőt vagy adót nem elég csak mechanikailag összeállítani, hanem pontosan be is kell állítani ahhoz, hogy elérhesse vele a remélt eredményeket. Ez a felismerés a házilag összeállított antennákra, sajnos, még nem szokott általában érvényesülni. A valóságban azonban csak a pontos beállítások és műszeres ellenőrzések után működhet optimálisan az antenna.

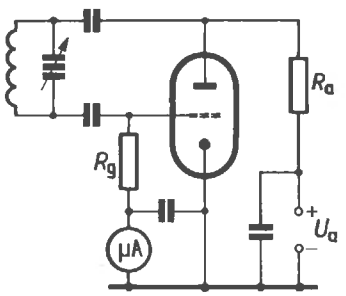
A legkedvezőbb üzemi viszonyokat csak akkor teremthetjük meg antennánk részére, ha a mérőműszerek tekintetében megvan hozzá a feltétlenül szükséges minimális felszerelésünk. A gyári precíziós mérőberendezések, sajnos, rendkívül költségesek, úgyhogy az amatőr nem tudja beszerezni őket. Kénytelen hát házi eszközeivel összeállítani magának bizonyos készülékeket, és eleve lemondani a gyakorlatban többnyire nem is fontos, de a legkedvezőbb viszonyok között még elérhető mérési pontosságról.

Az antennaillesztéshez otthoni eszközökkel összeállított mérőberendezések egyáltalán nem bonyolultak, és nem is kellenek hozzá drága alkatrészek. Főként arra az esetre vonatkozik ez a megállapításunk, amikor koaxiális tápkábellel működik az antenna. Ebben az esetben a szükséges minimum egy grid-dip mérő, amely egyébként is mindig jó a háznál, és egy reflektométer, amelyet nagyon olcsón összeállíthatunk magunknak. Vannak ezenkívül más mérőkészülékek is, amelyek leegyszerűsíthetik az illesztést, vagy amelyekkel meghatározhatunk magunknak bizonyos antennaadatokat. Ez utóbbiak azonban nem feltétlenül szükségesek ahhoz, hogy a normális üzemi behangolások során a lehető legjobb illesztésre állítsuk be antennánkat.

A következőkben az antennamérésekhez házi eszközökkel is előállítható legfontosabb készülékeket és segédeszközöket ismertetjük.

31.1. A grid-dip mérő és a hasonló rezonanciavizsgáló készülékek

Az ismert grid-dip mérő sokoldalúan felhasználható rezonanciamérő készülék. Ezért az amatőrállomások alapfelszereléséhez tartozik. Legfontosabb alkalmazási területe a rezgőkörök rezonanciájának beállítását és rezonanciafrekvenciájának közelítő mérését foglalja magában, feltételesen azonban az antennák behangolásához is felhasználható ez a készülék. Ezenkívül mint nagyfrekvenciás generátor az impedanciamérő hidak táplálására is alkalmas.



31.1. ábra. A grid-dip mérő alapkapcsolása

Eredeti alakjában a grid-dip mérő kapcsolási rajza a 31.1. ábrán látható. Mindössze egy változ-

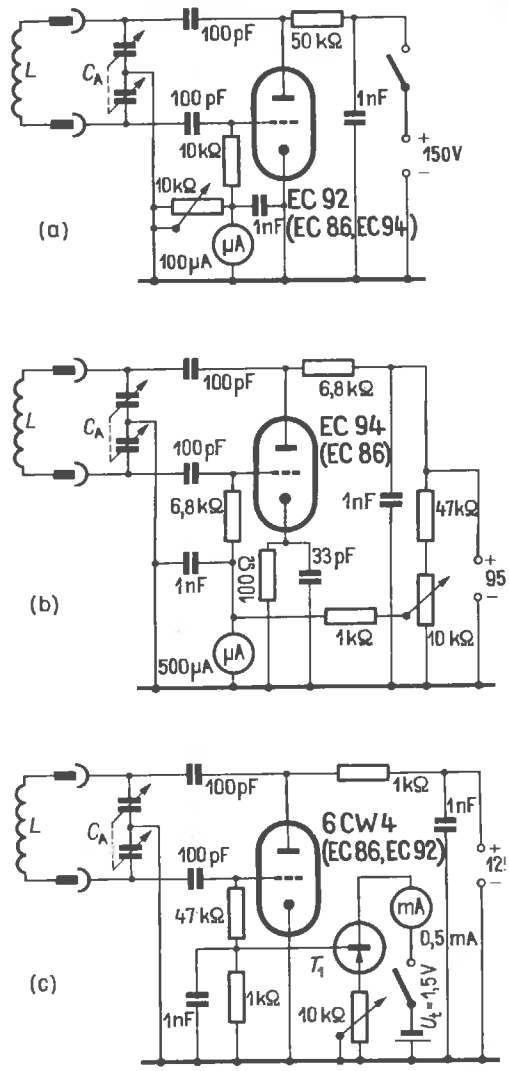
tatható rezgési frekvenciájú, egyszerű oszcillátort tartalmaz. Az oszcillátorcső vezérlőrácsának áramkörébe iktatott mérőműszer a berezgetett állapotban mindig kimutatható rácsáramot jelzi. Ha a grid-dip mérő rezgőköri tekercsét egy másik rezgőkör közelében helyezzük el, és ha a két rezgőkörnek azonos a rezonanciafrekvenciája, a vizsgálandó rezgőkör, amelyet egyébként nem gerjesztünk, energiát fog elvonni a grid-dip mérő berezgetett rezgőköréből. Ezt az energiaelvételt a grid-dip mérő rácskörében levő műszer alapján abból ismerjük fel, hogy többé-kevésbé csökken a rácsáram (ez az esés az úgynevezett rezonanciadip).

Az egyszerű grid-dip mérő mechanikai felépítésében nincsen semmi különlegesség, az erre vonatkozó részleteket majdnem minden barkácsolókönyvben, főként az amatőrirodalomban könnyen megtalálhatjuk. A következőkben példaképpen közölt kapcsolási rajzokon, amelyek egyébként bevált grid-dip mezőket ábrázolnak, a hálózati egyenirányítót és a segédáramköröket (például a hangmodulátort) nem tüntettük fel, hogy ne zavarjuk vele az áttekinthetőséget. A rezgőkör méretezéséhez mindegyik változatra egy közös táblázatban adunk irányértékeket.

31.1.1. Egycsöves kapcsolások univerzális felhasználásra

A 31.2. ábrán megrajzolt kapcsolásokban a grid-dip mérőkhöz általában szokásos Colpitts-oszcillátort alkalmazzuk. Ennek főként az az előnye, hogy nem kell hozzá sem visszacsatoló tekercs, sem pedig megcsapolásos tekercs, ugyanis kapacitív feszültségosztással hozzuk létre a rezgést. Az L tekercseken nincs egyenfeszültség, és a közös nullapotenciállal sincsenek összekötve ezek a tekercsek. A 31.2.(a) ábra szerinti kapcsolásban egy körülbelül 10 kΩ-os potenciométerrel lehet szabályozni a mérőkészülék érzékenységét, és ugyanez a potenciométer benne van a rácslevezető ellenállásban is, egyúttal söntellenállása a mutatós műszernek.

Egy hasonló, de a szabályozás szempontjából javított készülék kapcsolási rajza a 31.2.(b) ábrán látható. Az itt alkalmazott katódköri ellenállás a vezérlőrácsához képest pozitívabb potenciálra hozza a katódot, de ugyanakkor egy szabályozható (10 kΩ-os) feszültségosztóról pozitív előfeszültséget vezetünk a rácsra is. Ezáltal kedvezőbben tudjuk beállítani a munkapontot, megnöveljük a szabályozási tartományt, és határozottabbá tesszük a rezonanciadip megjelenését.



31.2. ábra. A grid-dip mérő egyszerű kapcsolásai univerzális felhasználásra

A 31.2(c) ábrán látható kapcsolásban a 6 CW 4 típusú nuvisztort alkalmazzuk. Ennek a korszerű és az elektromos tulajdonságai tekintetében kitűnő szubminiatűr különleges csőnek az alkalmazását elsősorban a kis helyigény és a csekély fűtőáramfelvétel döntötte el. Az anódköri ellenállás, esetleg a rácslevezető ellenállás megfelelő méretezésével más triódákat is felhasználhatunk, hiszen a szokásos rezgéskeltésről van szó. Az újdonság ebben az elrendezésben a jelzési érzékenységet fokozó tranzisztoros egyenáramú erősítő csatlakoztatása. Az eredeti készülékben alkalmazott 2 N 1264 tranzisztor helyett bármilyen más (pél-

31.1. táblázat. A Colpitts-kapcsolású grid-dip mérő dugaszolható L tekercseinek méretezése 2×140 pF hangolókapacitáshoz

Frekvenciatartomány	Menetszám	Huzalfajta	A tekercstest átmérője
MHz	n		mm
2...5	102	0,16 mm, CuL	19
5...14	26	0,3 mm, CuL	19
14...37	8	0,5 mm, CuL	19
37...100	2	2,0 mm, CuAg	19
100...250	Hajtűhurok, 38 mm hosszú, a vezetők közötti távolság 6 mm. A huzal 2,0...2,5 mm CuAg		

31.2. táblázat. A Colpitts-kapcsolású grid-dip mérő dugaszolható L tekercseinek méretezése 2×50 pF hangolókapacitáshoz

Frekvenciatartomány	Menetszám	Huzalfajta	A tekercstest átmérője
MHz	n		mm
1,7...3,2	195	0,16 mm, CuL	19
2,7...5,0	110	0,25 mm, CuL	19
4,4...7,8	51	0,25 mm, CuL	19
7,5...13,2	24	0,25 mm, CuL	19
12...22	21	0,50 mm, CuL	19 (a tekercs hossza 20 mm)
20...36	14	0,50 mm, CuL	19 (a tekercs hossza 12 mm)
33...60	8½	0,80 mm, CuL	19 (a tekercs hossza 13 mm)
54...99	3¾	0,80 mm, CuL	19 (a tekercs hossza 8 mm)
90...165	Hajtűhurok, 85 mm hosszú, 12 mm távolság, 2,0 mm CuAg-huzal		
150...275	Hajtűhurok, 32 mm hosszú, 6 mm távolság, 2,0 mm CuAg-huzal		

dául GC 105 vagy hasonló) kisfrekvenciás tranzisztort felhasználhatunk.

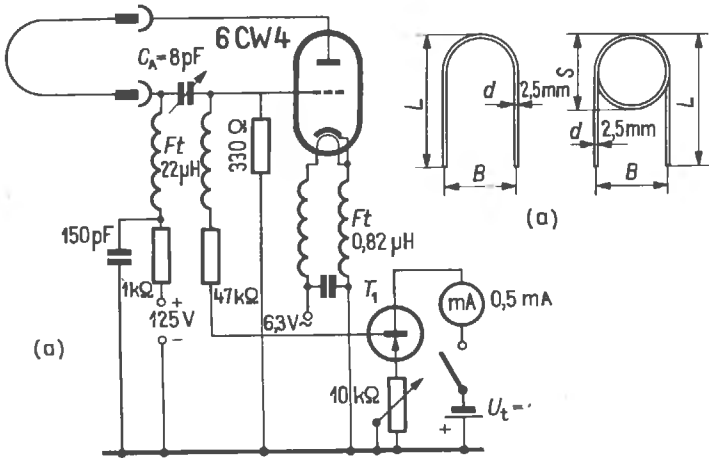
Az ilyen fajtájú és jól (rövid bekötő huzalokkal) összeállított Colpitts-kapcsolások a megadott típusú csövekkel az egész VHF-tartományban üzemképesek maradnak. Minthogy a csőkapacitások alig különböznek egymástól, a rezgőköri adatok ezekben a változatokban nagyjából ugyanazok. Ezért a 31.1. táblázatban $C_A = 2 \times 50$ pF hangolókapacitáshoz mint irányértékeket közöljük az L tekercs méreteit, az egyes hangolási tartományok frekvencia szempontjából átfedik egymást. A 31.2. táblázat $C_A = 2 \times 50$ pF hangolókapacitásra vonatkozik. Itt több dugaszolható tekercsre van szükség, hogy át lehessen fogni az egész frekvenciatartományt; ezzel egyidejűleg javul a leolvasási pontosság. Általában a tekercsek — ha más adatokat nem közlünk — egyrétegűek és hengeres alakúak, a műanyagból elkészítendő tekercstest átmérője 19 mm.

31.1.2. UHF grid-dip mérő

A 31.3. ábrán egy olyan grid-dip mérő kapcsolási rajzát látjuk, amely a 6 CW 4 típusú nuvisztorral körülbelül 700 MHz-ig használható. Hasonló eredményeket egy EC 86 típusú UHF-triódával is elérhetünk. A C_A (=8 pF) hangolókapacitás sorosan csatlakozik a csőkapacitáshoz, úgyhogy az UHF-rezgőkörben is még megelelő az L/C arány. A 330 Ω-os, szokatlanul kis értékű rácslevezető ellenállás megakadályozza az oszcillátor túllengéseit, de azzal a következménnyel is jár, hogy nagyon lecsökken az energiaelvételt jelző rezonanciadip. Ezért ezt a kapcsolást is kiegészíti a 31.2.(c) ábra szerinti tranzisztoros egyenáramú erősítő. Az anód- és a rácsköri kivezetés körülbelül 22 μH induktivitású nagyfrekvenciás fojtótekercset tartalmaz. A fűtőkör vezetékébe is beiktatunk közvetlenül a csőfoglalaton — mint általában a deciméteres hullámokon — egy kis

31.3. táblázat. A 31.3. ábra szerint UHF-gri-dip mérő tekercsinek méretei

Frekvenciatartomány	Méretek a 31.3. (b) ábra szerint, mm			
MHz	*L*	*S*	*B*	*d* átmérő
270...325	70	17,5	13	2,5
315...375	80	—	13	2,5
370...460	50	—	13	2,5
415...515	42	—	13	2,5
445...565	32	—	13	2,5
545...730	13	—	13	2,5
Lehetőleg ezüstözött rézhuzalt kell felhasználni.				



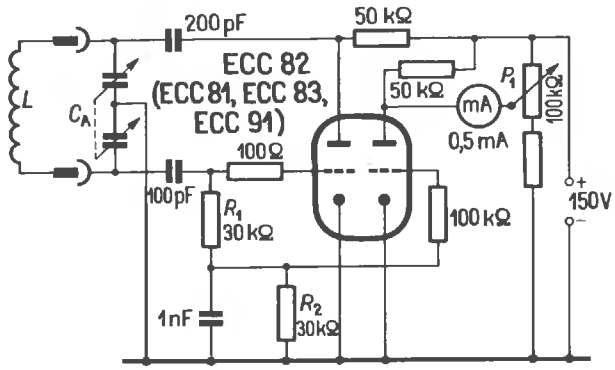
31.3. ábra. Grid-dip mérő méteres és deciméteres hullámhosszokra:
(a) kapcsolási rajz; (b) vázlat a dugaszolható tekercsek méretezéséhez

induktivitást (2×0,82 μH-t). A dugaszolható tekercsek, amelyek lényegében különböző hosszúságú hajtűhurkok, egyenáramot is átvezetnek. Ha a huzalt jó minőségű szigetelőcsőbe bújtatjuk, kielégítő érintésvédelmet kapunk. A 31.3.(b) ábrán felrajzolt, dugaszolható tekercsek méretezéséhez a 31.3. táblázatban irányértékeket adunk.

31.1.3. Csővoltmérővel egybeépített grid-dip mérő

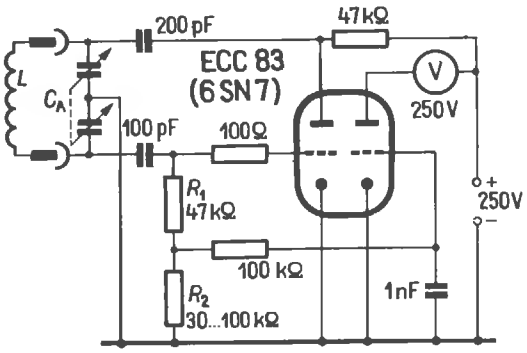
Az egészen határozott rezonanciadip létrehozásához nagyon szoros csatolásra van szükség az egyszerű grid-dip mérő és a vizsgálandó rezgőkör között. Ez a szoros csatolás aránylag nagy elhangolódást okoz, és ezzel fokozza a mérési bizonytalanságot. Ezért olyan megoldásokra törekszünk, amelyekkel nagyobb többletkiadások nélkül is megnövelhetjük a jelzési érzékenységet. A 31.4. ábrán ECC 82 típusú kettős triódával mutatunk be egy kipróbált kapcsolást (1. DARC-kapcsolás). A bal oldali triódarendszer normális Colpitts-oszcillátorként rezeg, és semmiben sem különbözik az eddigiekben ismertetett megoldásoktól. A második trióda hídkapcsolásban mint csővoltmérő működik, és belső ellenállása a híd egyik ágát alkotja. Az oszcillátor berezegtetése után a P_1 potenciométerrel egyenlítjük ki a hidat. A rezonanciamérés folyamán az energiaelvonás megváltoztatja az oszcillátorcső rezgési állapotát, aminek következtében csökken a rácsáram és ezzel együtt az R_1—R_2 feszültségosztón előállított előfeszültség is. Minthogy ez a rezonancia közben csökkenő előfeszültség a második csőrendszer vezérlőrácsára is hat, megváltozik a cső belső ellenállása, vagyis kiegyensúlyozatlanná válik a híd. Ily módon a rezonancia bekövetkeztekor még

31.4. ábra. Grid-dip mérő csővoltmérővel



abban az esetben is érzékeny pozitív kitérést kapunk a műszeren, ha nagyon lazán csatoljuk a mérendő áramköröket.

Egy további, valamivel olcsóbb változatot láthatunk a 31.5. ábrán. Itt az ECC 83 típusú cső bal oldali triódarendszere megintcsak Colpitts-kapcsolásban van. A második csőrendszer egyenáramú erősítőt alkot, és egy egyenfeszültségű feszültségmérőt használunk fel a dip jelzésére és a munkaellenállásnak is. A feszültségmérő mérési



31.5. ábra. Grid-dip mérő egyenáramú erősítővel

tartományát úgy kell felvenni, hogy nagyjából megfeleljen az anódfeszültségnek (pl. 250 V-nak). Minthogy azonban a feszültség nem süllyedhet 0 V alá, sem nem nőhet meg a legnagyobb üzemi feszültség fölé, a mérőműszer védve van minden túlterhelés ellen.

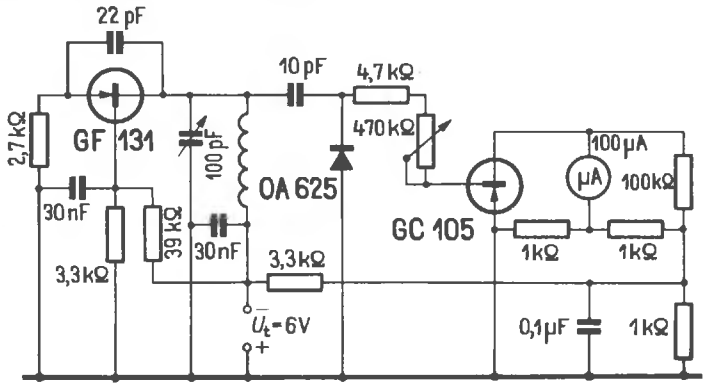
E kapcsolásban is pozitív kitérés alakjában jelenik meg a rezonanciadip. A jelzési érzékenység jó, de még fokozhatjuk azáltal is, hogy kisebb feszültségmérési tartományra kapcsoljuk át a műszert. Az első beállításhoz egy potenciométerrel (200 kΩ-mal) helyettesítjük az R_1—R_2 feszültségosztót. Bekapcsoljuk a Colpitts-oszcillátort, és rezgéskeltés közben úgy állítjuk be a potenciométert, hogy a mutatós műszer a lehető legnagyobb anódkör egyenfeszültségnek megfelelő érték negyedrészét jelezze. A feszültségosztó beállított ellenállásait egy ohm-mérővel megmérjük, majd a megfelelő, nem változtatható ellenállásokkal helyettesítjük a mérőellenállásokat. Ezáltal üzemképes állapotba került a műszer. Természetesen azt is megtehetjük, hogy dugaszolható jelzőműszert használunk; ilyen körülmények között a megfelelő mérési tartományban bármilyen többszörös feszültségmérőt alkalmazhatunk.

A két változat rezgőkörének méretezésére a 31.1. és a 31.2. táblázat adatai érvényesek.

31.1.4. Tranzisztoros dip-mérő

A félvezető eszközökkel működő rezonanciamérő készüléknek a kis méreteken kívül az az előnye is megvan, hogy független a hálózattól. Az antennák méréseihez ezért különösen alkalmasak az ilyen készülékek. Sajnos, nagyon korlátozottak ezek az alkalmazási lehetőségek, mert mint nagyfrekvenciás generátorral az impedanciamérő hidakat általában nem lehet tranzisztoros oszcillátorral táplálni, annyira kicsi ugyanis az energia, amelyet a kereskedelmi forgalomban kapható nagyrekvenciás tranzisztorokból kivehetünk.

A 31.6. ábrán látható rövidhullámú tranzisztoros dip-mérő nagyfrekvenciás tranzisztort tartalmaz az oszcillátorban. A rezgéskeltés a kollektor és emitter között létesített kapacitív csatolással



31.6. ábra. Tranzisztoros dip-mérő indikátorerősítővel

következik be, úgyhogy ebben az esetben is csak egyszerű, megcsapolás nélküli rezgőköri tekercsre van szükség. A rezgési feszültség egy félvezető diódával egyenirányítva mint megszűrt egyenfeszültség egy tranzisztoros egyenáramú erősítő bázisára kerül. A mérendő rezgő rendszer rezonanciája egyenáramú dip alakjában jelenik meg a lengőtekercses indikátoron (a mutató teljes kitérése 100 μV-nak felel meg). Az áramfogyasztás 6 V tápfeszültségen körülbelül 3 mA. A tranzisztoros dip-mérő mindig csak erősítő közbeiktatásával képes jelezni a rezonanciát; még a térvezérlésű tranzisztorral vagy alagútdiódával működő újabb változatokhoz is szükség van jelzőerősítőre.

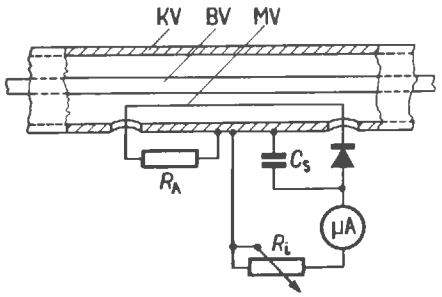
31.2. Iránycsatolók és reflektométerek

A tápvezetékek állóhullámarányának, vagyis az illesztés jóságának mérésére különösen alkalmasak az iránycsatolók és a reflektométerek. A szinte kizárólagosan koaxiális változatban készülő iránycsatolók és reflektométerek között elvileg nincs semmi különbség. Mérési elvük ugyanaz, és mindössze abban térnek el egymástól, hogy a reflektométereket kényelmesebben lehet kezelni. E készülékek összeállításához — hogy az állóhullámok kimutatására használhassuk fel őket — nincsen szükségünk semmilyen nehezen beszerezhető különlegesebb alkatrészre.

Mechanikailag precíz és elektromosan célszerű felépítéssel ezek a készülékek a méteres hullámok tartományában is jól használható mérési eredményeket szolgáltatnak.

Mint az 5.2. alfejezetben már részletesen elmagyaráztuk, a jól illesztett tápvezetékben csak az antenna felé haladó hullám lehetséges. Ha nem jó az illesztés, visszaverődés következik be, ami azt jelenti, hogy az antenna felé haladó hullámhoz hozzátevődik a visszavert — visszafelé haladó — hullám, vagyis állóhullám keletkezik a tápvezetékben. Az iránycsatoló az átáramlási iránytól függően a kifelé vagy a visszafelé haladó hullám kimutatására szolgál. A reflektométer két iránycsatoló egybeépítésével jön létre, és a bekötési irány megváltoztatása nélkül egyidejűleg méri a kifelé haladó és a visszatérő hullám feszültségét.

Az iránycsatoló elvileg nem más, mint egy rövid koaxiális tápvonalszakasz, amelynek hullámellenállása megegyezik a vizsgálandó tápvezeték hullámellenállásával. E tápvonalszakasz belső, hullámvezető terében a belső vezetővel párhuzamosan egy mérőhurok gondoskodik — a készülék bekötésének irányától függően — a kifelé vagy a visszafelé haladó hullám kicsatolásáról. A kicsatolt nagyfrekvenciás feszültséget egy dióda egyenirányítja, majd egy érzékeny lengőtekercses műszer méri.



31.7. ábra. Az iránycsatoló elvi felépítése

A 31.7 ábrán egy ilyen iránycsatoló kapcsolási rajzát és a koaxiális tápvonalszakasz egy részének metszeti rajzát mutatjuk be. A koaxiális tápvonalszakaszt mint főágat az KV külső vezető és a BV belső vezető alkotja. A mérőág a koaxiális tápvonal belső terében elhelyezett MV mérővezetőből és a mérővezetőt a külső vezetővel összekötő R_A ellenállásból tevődik össze. Az ML csatolóhurok másik végén egy félvezető dióda egyenirányít-

ja és a mérőműszer kijelzi a kicsatolt nagyfrekvenciás feszültséget.

C_s az egyenfeszültség szűrésére, R_1 pedig a jelzési érzékenység szabályozására szolgál.

Ha pontatlan a tápvezeték illesztése, az BV belső vezetőben az antenna felé irányuló I áramon kívül keresztülfolyik az ellenkező irányban az illesztetlenség mértékének megfelelő visszaverődés következtében az adóba visszafolyó I_r áram is. Minthogy az I, I_r nagyfrekvenciás áramok ellentétes irányúak, az eredő I_Z áram az $I—I_r$ különbséggel egyenlő. Ugyanakkor a BV belső vezető és az KV külső vezető között U és U_r összegével egyenlő U_Z nagyfrekvenciás feszültség áll fenn.

Az MV mérővezeték egyrészt induktív, másrészt kapacitív csatolásban van a BV belső vezetővel. Az U_Z összefüggésből az U_C részfeszültség kapacitív csatolás útján a mérővezetékbe jut, és megfelelő nagyságú nagyfrekvenciás áramot hoz létre a mérőágban. Minthogy U_Z összegfeszültségként jön létre, az általa létrehozott áram erőssége független attól, hogy az U_Z összegben milyen hányaddal vesz részt a kifelé és a visszafelé haladó hullám. A BV belső vezetővel induktív csatolásban levő MV mérővezetőben ezzel egyidejűleg folyó nagyfrekvenciás árammal már más a helyzet. Ennek nagysága és iránya az $I—I_r$ különbséggel egyenlő I_Z antennaáramtól függ. A mérőágon a kapacitív csatolásból származó áram és az induktív csatolásból származó áram egyidejűleg keresztülfolyik, és a fázisuktól függően — aszecint, hogy milyen irányban folyik I_Z a belső vezetőn — kölcsönösen erősíti vagy gyengíti egymást.

A mérőhurok hosszát és a BV belső vezetőtől számított távolságát úgy kell megállapítani, hogy amikor tökéletes az illesztés, a kapacitív csatolásból származó áram és az induktív csatolásból származó áram egyenlő legyen egymással. E feltétel teljesülésekor ezek az áramok a mérőhurok polaritásának, illetve az iránycsatoló bekötési irányának megfelelően összeadódnak egymáshoz vagy kivonódnak egymásból. Ha nincs jól illesztve a tápvezeték, a mérőhurokban indukált két áram már nem lesz egyenlő egymással, a mérőág mindkét pólusirányának meghatározott különbözeti áram felel meg, és ennek az áramnak a nagyságából következtetni lehet az illesztési hiba nagyságára.

31.2.1. Az iránycsatoló jellemző adatai

Az iránycsatoló fő irányának azt a bekötési irányt nevezzük, amelyben a mérőág az antenna felé haladó (kifelé folyó) hullám feszültségét méri. A visszafelé (befelé) haladó hullám feszültségét akkor jelzi az iránycsatoló, hamegváltoztatjuk a bekötési irányt, és az ellenirányban működtetjük a vonalat. A reflektométer két ellentétes polaritású mérőágat foglal magában, úgyhogy a bekötési irány megváltoztatása nélkül egyidejűleg mérhetjük vele a kifelé és a befelé haladó hullámot is.

Az MV mérőhurok és a BV belső vezető között C_1, ugyanakkor az MV és az KV külső vezető között C_a kapacitás jön létre. Ez a két kapacitás feszültségosztót alkot, és ezáltal megszabja a mérővezető U_C részfeszültségét:

$$U_C = U_Z \left(\frac{C_a}{C_1 + C_a} \right). \tag{31.1}$$

Az iránycsatoló *ak* csatolási tényezőjét úgy kapjuk meg, hogy a mérőkörbe kicsatolt U_C feszültséget elosztjuk az illesztett tápvonalba beiktatott főág U_Z feszültségével:

$$ak = \frac{U_C}{U_Z}. \tag{31.2}$$

Az állóhullámarány méréséhez nincs szükség az *ak* csatolási tényező pontos ismeretére. Ez a tényező egyébként mindig kisebb 1-nél, és adott főág esetén a mérővezető helyzetétől és méreteitől függ.

Az iránycsatoló legfontosabb jellemző adata az *ad* iránytényező. Úgy kapjuk meg, hogy ellenirányban működtetjük az iránycsatolót, és kimenetét nem az antennával zárjuk le, hanem egy visszaverődés-mentes ellenállással, amelynek értéke megegyezik az iránycsatoló hullámellenállásával. Az ily módon pontosan illesztett tápvezetékben nincs befelé haladó hullám, tehát a mérőágban nem volna szabad visszaverődési feszültséget kapnunk. Ennek ellenére a mérési kimeneten U_f hibafeszültség jelenik meg, ez a feszültség a kifelé haladó hullámtól származik, és azt jelenti, hogy az iránycsatoló nem képes pontosan megkülönböztetni egymástól a ki- és a befelé haladó hullámot. Ezt a megkülönböztető képességet fejezzük ki az

$$ad = \frac{U_f}{U_C} = \frac{U_f}{U_Z} \frac{1}{ak} \tag{31.3}$$

képlet szerinti *ad* iránytényezővel.

Minél nagyobb az iránytényező, annál nagyobb a mérési hiba. „Jónak" az olyan iránycsatolót (reflektométert) tekinthetjük, amelynek iránytényezője 0,01 és 0,1 között van. A házi eszközökkel összeállított készülékek iránytényezője sok esetben nagyobb ennél, aminek többnyire az az oka, hogy hiányos a konstrukció vagy a hibás le-

másolás. Látszólag rossz iránycsillapítás azonban előfordulhat, ha

— a mérési frekvencia (az adófrekvencia) nagy mennyiségben tartalmaz felhullámokat;

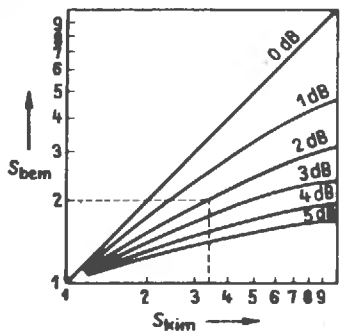
— rosszul zártuk le az iránycsatoló kimenetét;

— a mérési frekvencián nem valós a lezáróellenállás.

Hibás a mérés akkor is, ha a mérőműszer skálájának felosztása és a feszültség között nincs arányosság. A félvezető diódák jelleggörbéje nem egyenes, tehát nem tarthatjuk meg a lengőtekercses mérőműszer lineáris skálaosztását. Ajánlatos ezért a méréshez felhasználandó diódával együtt újra hitelesíteni a műszert. Ehhez egyenfeszültséget alkalmazhatunk, a skálát viszonylagos egységben oszthatjuk fel. Hogy a mérőműszert más célokra is felhasználhassuk, dugaszolhatóvá tehetjük, de ebben az esetben nem változtatjuk meg a skálaosztást, hanem ehelyett inkább felveszünk egy hitelesítési görbét, és a kérdéses diódával kapcsolatban erre a görbére támaszkodunk.

Az iránycsatoló, illetve a reflektométer beiktatási helye is befolyásolja az állóhullámarány mérésének pontosságát. Gyakorlati okokból az adóberendezésben általában az adókimenet—Collins-szűrő—reflektométer—tápvezeték—antenna sorrendet követjük. Ha az antenna talppontjában nem jó az illesztés, erről a pontról kapjuk a visszaverődést, és a visszafelé haladó hullám a tápvezetéken keresztül visszajut az adó kimenetére.

A mindig veszteséges tápvezeték csillapítja a rajta keresztül visszafelé haladó hullámot. A reflektométer majdnem a végén van ennek a visszavezető útnak, tehát csak a csillapítás útján jelezheti a visszavert hullámot, aminek következtében a valóságosnál kedvezőbb állóhullámarányt mér.



31.8. ábra. A tápvezeték végén mért s_{klm} állóhullámarány, a tápvezeték elején mért s_{bem} állóhullámarány és a dB-ben kifejezett kábelcsillapítás függvényében (a példa szaggatott vonallal van berajzolva)

Ha tehát pontosan akarunk mérni, az antenna talppontjának közvetlen közelében kell beiktatnunk a reflektométert, és a helyes sorrend ebben az esetben csakis adókimenet—Collins-szűrő—tápvezeték—reflektométer—antenna lehet.

A 31.8. ábrán látható nomogramról könnyen leolvashatjuk a kábel csillapításának és a hullámosság nagyságának függvényében a visszafelé haladó hullám csillapítását.

Példa. A 2 m-es sávban sugárzó antennát 60-7-2 típusú, 25 m hosszú koaxiális kábelen keresztül tápláljuk. A tápkábel elején $s_{bem}=2{,}0$ hullámosságot (állóhullámarányt) mérünk. Állapítsuk meg, mekkora a tényleges hullámosság, amelyet a tápvezeték végén mérhetnénk.

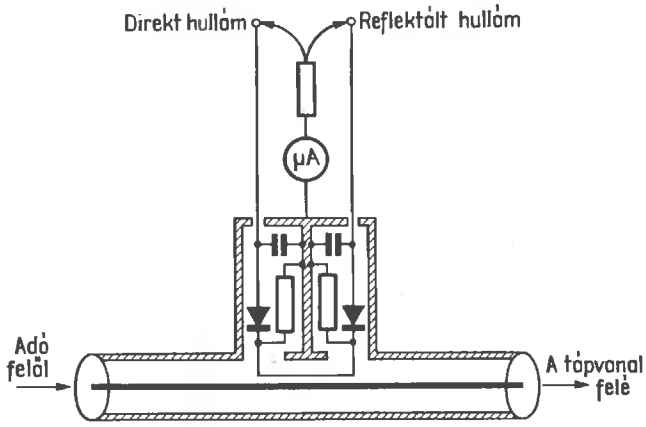
Mindenekelőtt elővesszük a kábeljegyzéket (34.16. táblázat), és leolvassuk róla, hogy a 60-7-2 típusú kábel csillapítása 150 MHz frekvencián kereken 8 dB/100 m. A 25 m hosszú kábelre ennek megfelelően 2 dB csillapítást kapunk. A 31.8. ábrán megkeressük az ordinátatengely mentén az $s_{bem}=2$ hullámossági tényezőnek megfelelő pontot, innen kiindulva vízszintes irányban haladunk a 2 dB-es csillapítási görbéig, és a metszéspont alatt leolvassuk az abszcisszatengelyen az $s_{klm}=3{,}4$ valóságos hullámosságot. A szaggatott vonal ezt a példát jelzi az ábrán.

A nomogram alapján s_{bem} és s_{klm} ismeretében a kábelcsillapítás hozzávetőleges értékét is megállapíthatjuk.

31.2.2. Reflektométer-kapcsolások és gyakorlati megvalósításuk

Egyszerű iránycsatolót ritkán használ a rádióamatőr. Minthogy állóhullámmérőt könnyen lehet házi eszközökkel összeállítani, és mivel a reflektométer megépítése csak a félvezető diódával, esetleg egy egyszerű átkapcsolóval követel meg több alkatrészt, kizárólag az egyszerűbben kezelhető reflektométer kapcsolásokat ismertetjük. A reflektométerek elvi felépítését a 31.9. ábrán láthatjuk. Minden más kapcsolást vagy változatot vissza lehet vezetni erre az alapkapcsolásra. Az eltérések többnyire csak mechanikai változtatásokra és a mérőág kisebb áramköri módosításaira szorítkoznak. A 31.7. és a 31.9. ábra egybevetésével könnyen megállapíthatjuk, hogy a reflektométer olyan iránycsatoló, amely kettős mérőágat foglal magában.

A következőkben ismertetendő reflektométer-változatok többszörösen kipróbált amatőrkonstrukciók, részletes leírásuk a szakirodalomban is megtalálható. A mérési pontosság szempontjából azonban nem vehetik fel a versenyt a gyárakban előállított precíziós mérőkészülékekkel. Ami vi-



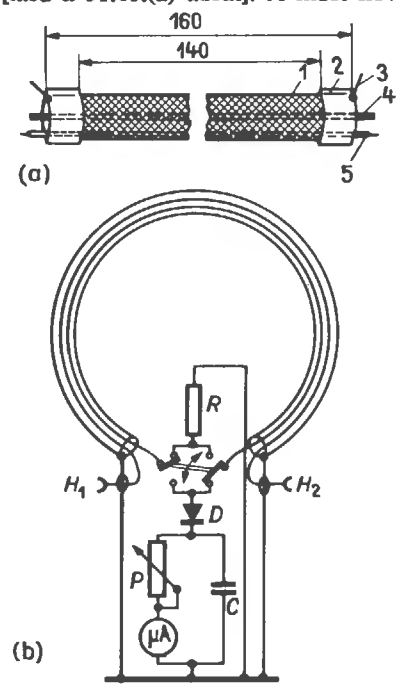
31.9. ábra. A reflektométer elvi rajza

szont az előállítási költségeket illeti, a saját készítésű reflektométerek sokkal olcsóbbak. Ezenkívül az amatőrgyakorlatban általában beérjük a viszonylagos mérésekkel, az antennabeállításokkal kapcsolatban pedig sokszor elegendő csak annyit jeleznie a házilag elkészített reflektométernek, hogy bizonyos módosításokkal megnöveltük vagy csökkentettük-e a tápvezeték mentén az állóhullámarányt. Ezzel nem akarjuk azt mondani, hogy minden amatőrkonstrukció tökéletlen: a nagyfrekvenciásan értelmes és precíz felépítéssel és az ezt követő hitelesítéssel szigorú követelményeket is kielégítő mérési pontosságot érhetünk el. Aki azonban nincs tisztában az állóhullámmérő működésével és alkalmazásával (lásd a 31.2.1. pontot), a precíziós reflektométerrel is nagyon hibás adatokat mérhet.

31.2.2.1. A Mickey match

A koaxiális kábeleken keletkező állóhullámok kimutatására egy kissé primitívnek látszó, de nagyon jól használható készülék a Mickey match. Monimatch néven is ismeretes. Az utóbbi név arra utal, hogy a reflektométert többnyire monitorüzemben szokás használni, vagyis mint üzemi készülék tartósan a tápvezetékben marad. Olcsó, gyorsan és könnyen megépíthető, és minden rövidhullámú sávban gyakorlatilag kielégítő pontosságú mérési eredményeket szolgáltat.

A 31.10. ábrán megrajzolt készülék elvileg egy mechanikailag nagyon leegyszerűsített reflektométer, amelyből az általában megkövetelt második mérődiódát is kispóroltuk. Megépítéséhez 160 mm hosszú darab kell egy olyan koaxiális kábelből, amelynek hullámellenállása megegyezik a tápvezeték hullámellenállásával (magának a típusnak nem kell megegyeznie). Az ennél vastagabb kábel az előnyös, mert könnyebben megmunkálható. Mindenekelőtt levesszük róla a 140 mm hossz mentén a külső szigetelőköpenyt (PVC-köpenyt), de ügyeljünk arra, hogy a két végén azért 10...10 mm mentén megmaradjon a szigetelés [lásd a 31.10.(a) ábrát]. A most következő



31.10. ábra. A Mickey match:
(a) kábeldarab
1 külső vezető (rézhuzalos beszövés);
2 a PVC-köpeny maradványa;
3 a külső vezető csatlakozása;
4 a belső vezető;
5 szigetelt huzal a külső vezető alatt;
(b) a készülék teljes kapcsolási rajza

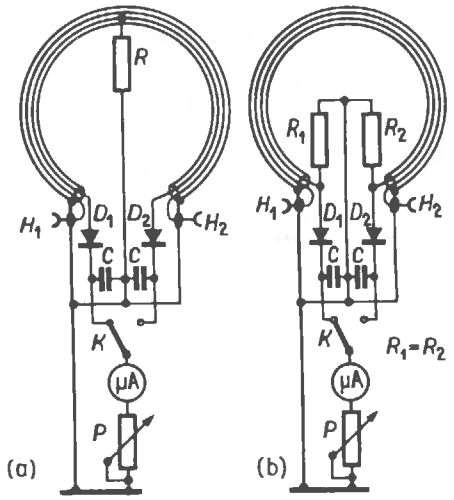
ügyeskedés egy kis türelmet és jó érzéket követel meg: betolunk mintegy második belső vezetőnek egy vékony szigetelt huzalt a külső fémvezető és a dielektrikus közé. A rézszövedékből készített külső vezetőt általában egy kicsit hátrább lehet tolni a felületen. Ezután aránylag könnyen keresztülfűzhetjük valamilyen megfelelő szerszámmal (például horgolótűvel) a huzalt. Egy ily módon előkészített kábelt rajzoltunk meg a 31.10.(a) ábrán.

A szalonnaszerű tömör dielektrikumot (polizo)-butilént tartalmazó koaxiális kábel alkalmazásával roppant egyszerű lehetőség adódik a mérővezető elkészítésére. Eltávolítjuk a külső PVC-védőköpenyt, és a külső vezetőt kissé összenyomva óvatosan letoljuk a dielektrikumról. A most már szabaddá váló szigetelőmasszába bevágunk egy hosszirányú hornyot, de csak olyan mélyen, hogy még éppen elhelyezhessük benne a mérővezetőt. A külső méretek csökkentésére behajlítjuk a kábeldarabot, hogy hurkot alkosson, és két vége egymással szembe kerüljön.

A készülék teljes kapcsolási rajzát bemutató 31.10.(b) ábra szerint most felszereljük a kábel „igazi" belső vezetőjét mindkét (H_1 és H_2) végén a szükséges kellékekkel (koaxiális csatlakozóhüvellyel és dugasszal), hogy egyszerűen beilleszthessük a kábeldarabot az energiavezeték útjába, és ne okozzunk vele lökéshullámokat. Az utólag befűzött mérőhurkot a kapcsolási rajznak megfelelően a lehető legrövidebb út mentén összekötjük egy kis veszteségű átkapcsoló megfelelő kivezetéseivel. *R* helyére egy 30...150 Ω-os, kis terhelhetőségű, beköszörülés nélküli szénréteg-ellenállást tegyünk (felületén ne legyen csavarvonalasan beköszörülve); maga az ellenállásérték nem kritikus adat. Legcélszerűbb több különálló ellenállás párhuzamos kapcsolásával összeállítani ezt az *R* ellenállást, mert ezzel is csökkenthetjük e lezáróellenállás teljes induktivitását. *D* egy szokásos, üzletekben kapható nagyfrekvenciás germániumdióda, és feladata a kicsatolt nagyfrekvenciás áram egyenirányítása. A szűrőtag a 2...10 nF kapacitású *C* tárcsás kondenzátor (epsilan). A *P* potenciométer a mutatós műszer változtatható előtétellenállása. Minthogy a terhelés nagyon kicsi, a lineáris szabályozású miniatűr változat is megfelelő. Az ellenállásérték a kicsatolt feszültség nagyságától és a mérőműszer érzékenységétől függ. Megfelelő átlagérték például 50 vagy 100 kΩ. A mutatós műszer bármilyen lengőtekercses műszer lehet, a végkitérésnek 0,1 és 1 mA között kell lennie.

A 31.10. ábra szerinti kapcsolásban a mérőág nagyfrekvenciás része tartalmazza az átkapcsolót, és ezzel megtakarítunk egy germánium-diódát. Az átkapcsoló kivezetéseivel és magával az átkapcsolóval előidézett káros többlet induktivitások még éppen megengedhető nagyságúak maradnak, ha a rövidhullámú sávokban használjuk a készüléket.

A méteres hullámok tartományában mindenesetre nem használható az ilyen készülék. Előnyösebb megoldások ekkor a 31.11. ábra szerinti változatok, amelyekben a mérőág nagyfrekvenciás része csak a mérővezetőt és a lezáróellenállásokat foglalja magában. A két dióda után már egyáltalán nem kényes az áramkör, minthogy itt már csak egyenfeszültség van.

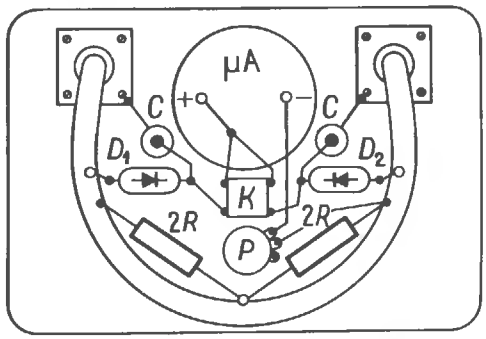


31.11. ábra. Kapcsolási változatok a Mickey match mérőágában

A 31.11.(a) ábra szerinti kapcsolásban ügyeljünk arra, hogy a két mérőág közös *R* lezáróellenállása a mérőhuroknak pontosan a geometriai közepéhez csatlakozzék. Az ehhez a kapcsolási rajzhoz tartozó elrendezési rajzon (31.12. ábra) *R* két különálló részre oszlik fel. Az eredő érték (*R*) nagyjából 120 Ω lehet, vagyis a két párhuzamosan kapcsolt ellenállás ekkor 240 Ω (vagy az IEC-szabványnak megfelelően esetleg 2×220 Ω). *R* bekötéséhez minél rövidebb huzalokat használjunk fel, különösen a lezáróellenállást közvetlenül a mérővezető megcsapolásához kell hozzáforrasztani.

A lezáróellenállások földelési pontjának megváltoztatásával és más ellenállásértékek felvételével tovább javíthatjuk az iránytényezőt. A két

diódát is lehetőleg minél rövidebb úton forrasszuk hozzá a mérővezető végéhez, és hogy a káros túlmelegedést elkerülhessük, lehetőleg minél gyorsabban fejezzük be a forrasztást, közben pedig egy laposfogóval fogjuk meg a dióda kivezetéseit, mert így gyorsan elvezethetjük a keletkező hőt. Lehetőleg párosítsuk össze a diódákat, és úgy vá-



31.12. ábra. Szerkezeti megoldás a 31.11.(a) ábra szerinti Mickey match kialakításához

lasszuk meg őket, hogy egyenfeszültséggel is pontosan vehessük fel és egyeztethessük jelleggörbéjüket. Az OA 705 típus jó erre a célra, de majdnem mindegyik nagyfrekvenciás dióda megfelel. A tv-vevők koaxiális csatlakozóhüvelyeinek felhasználásával nagyon egyszerűen létesíthetünk visszaverődésmentes átmenetet a kábelhurokhoz. Magának a kábelhuroknak az előállításához különösen alkalmas a 60-7-3 típusú vezeték (üreges dielektrikumú, 60 Ω hullámellenállású koaxiális kábel).

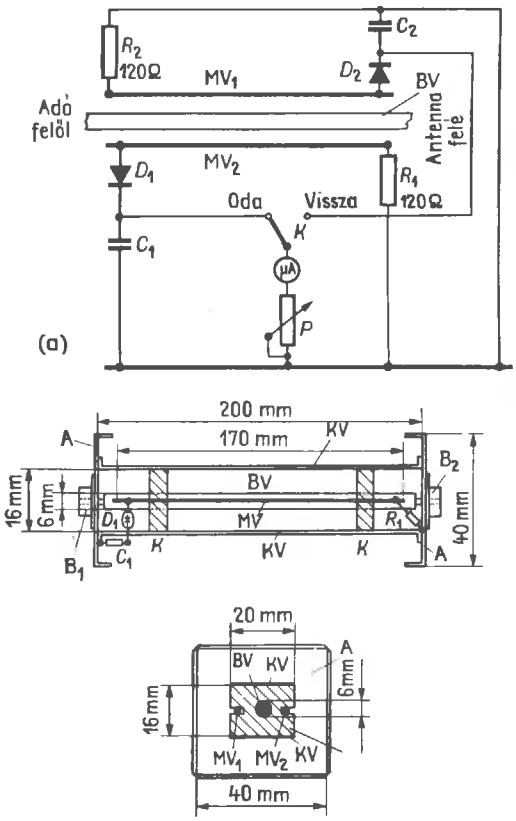
A 31.11.(b) ábra szerinti változatban nincsen szükség középleágazásra a mérőhurkon; a középleágazás helyett két lezáróellenállást veszünk (R_1 és R_2, egyenként körülbelül 60 Ω). Elektromosan ez az elrendezés a 31.9. ábrának felel meg.

A reflektométerek hangolását és hitelesítését mindegyik változatra közösen fogjuk a 31.2.2.3. alpontban megbeszélni.

31.2.2.2. Merev vezetőkből kialakított reflektométerek

A hajlékony vezetékszakaszból kialakított Mickey match nem nyújthat nagy mérési pontosságot, ezenkívül a mérőhurkon utólag már nehezen lehet változtatni, úgyhogy a behangolások során nehézségekbe ütközik az optimális értékek beállítása. Merev vezetők felhasználásával nagyobb mérési pontosságot és jobb hangolási lehetőségeket kapunk. Ezek a változatok valamivel nagyobb mechanikai ráfordítást követelnek meg.

Az egyik legegyszerűbb szerkezeti meoldást a 31.13. ábrán látjuk. A főág mint egy koaxiális kábelszakasz utánzata egy 6 mm átmérőjű, rúdvagy csőszerű BV belső vezetőből áll, míg az KV külső vezetőt két négyszögletes, egyenként 200 mm hosszú és 20 mm széles lemez alkotja. A két lemez 16 mm-re van egymástól, úgyhogy az egymással szemben elhelyezkedő, nyitott oldalfelületek között egy belső tér jön létre [lásd a 31.13.(b) és a 31.13.(c) ábrát]. A külső vezetőt alkotó lemezek végét összekötjük az A lezáró lemezekkel, amelyekre a H_1 és H_2 koaxiális hüvelyeket szereljük.



31.13. ábra. Reflektométer szalagszerű külső vezetővel:
(a) a mérőág kapcsolási rajza (a főág külső vezetőjét nem rajzoltuk be); (b) mechanikai kivitelezés (hosszmetszet); (c) mechanikai kivitelezés (keresztmetszet)

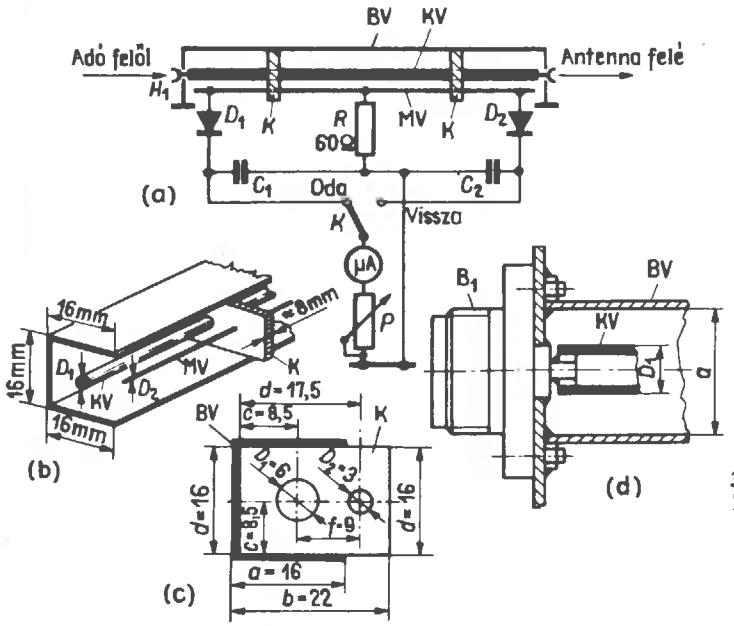
Mint a 31.13.(a) ábrán látjuk, a mérőágban két, egymástól független MV_1 és MV_2 mérővezetőt használunk. A 31.13.(c) ábrán közölt metszeti rajz szerint ezek a mérővezetők a belső vezető két

oldalán helyezkednek el. 1,6 mm vastag huzalok lehetnek, a biciklikerekek küllői mechanikai merevségüknél fogva különösen alkalmasak erre a célra. A két műanyag betét (*K*) oly módon tartja őket, hogy kissé még változtatható legyen a helyzetük. Ezáltal a hangolások során úgy lehet beállítani őket, hogy a követelményeknek megfelelően párhuzamosak legyenek az BV belső vezetővel, és a legkedvezőbb (körülbelül 6 mm) legyen a távolságuk. A *K* műanyagbetétek kis veszteségű szigetelőanyagból (például piakrilból vagy polietilénből) készítendők el, ezenkívül az BV belső vezető és a két KV külső vezetőlemez mechanikai befogására is szolgálnak. A két 40×40 mm méretű *A* lezáró lemez a kerület mentén úgy van behajlítva, hogy csavarokkal rá lehessen szerelni az árnyékoló lemezeket.

A reflektométer hullámellenállása a megadott méretekkel 60 Ω. Mechanikai hosszát tetszés szerint kisebbre vagy nagyobbra vehetjük. Minél kisebb az üzemi frekvencia, annál nagyobbnak kell lennie az átfolyó teljesítménynek ahhoz, hogy a műszert még teljes kitérésre állíthassuk be. Ha például a 10 m-es sávban 1 W teljesítménynek kell átfolynia a főágon, a 80 m-es hullámhosszon már körülbelül 8 W szükséges ahhoz, hogy az átfolyási irányra továbbra is teljes kitérést kapjunk. Ez a különbség onnan adódik, hogy az üzemi hullámhossz változtatásával megváltozik a mérővezetőnek a hullámhosszban kifejezett hossza is. Ezért van az, hogy a mérővezető meghosszabbításával is növelhetjük a jelzőfeszültséget. A hosszabb mérővezető azonban azt jelenti, hogy a vezetékszakasz mechanikai hosszát kell megnövelni, de a többi méreteknek nem szabad közben megváltozniok.

A 31.14. ábrán bemutatott reflektométer különösen népszerű a rádióamatőrök körében. A főág KV külső vezetőjét ebben az esetben egy U alakúra behajlított rézlemez alkotja; itt csak egy mérővezető (MV) van, mégpedig a külső vezető dobozának nyitott hosszanti oldalán [lásd a 31.14.(b) ábrát]. Geometriai középpontjában az *R* lezáróellenállás összeköti a testtel (a külső vezető potenciáljával), úgyhogy az egyetlen mérővezető két mérőágat képez. A kis induktivitású, általában 60 Ω nagyságú szénrétegellenállás felülete lehetőleg ne legyen csavarvonalszerűen bekösörülve. Optimális értéke az MV mérővezető hullámellenállásától, tehát elsősorban az BV/MV távolság—átmérő aránytól, illetve a D_1/D_2 hányadostól függ. Ily módon az *R* ellenállásérték kisebb mértékű módosításával többnyire még elvégezhetjük az utolsó simításokat az ilyen reflektométereken.

A nagy frekvenciákon *R* induktivitásmentességének értéke szabja meg a készülék használhatóságát. Minthogy több különálló induktivitás párhuzamos kapcsolásával az eredő induktivitás csökken (Kirchhoff-törvény), ajánlatos több különálló ellenállásból összeállítani az *R* ellenállást. Például úgy készíthetünk el egy 60 Ω-os, kis induktivitású ellenállást, hogy négy 0,1 W-os, 240



31.14. ábra. Reflektomérő U alakú külső vezetővel:
(a) elvi kapcsolási rajz; (b) szemléltető vázlat (lezáró lemez és hüvely nélkül); (c) metszeti rajz (egyúttal méretrajza *K* műanyagtartóhoz); (d) részletrajz a csatlakozó lemezzel és B_1 koaxiális csatlakozással (méretek milliméterben; a rajz nem léptékhű)

Ω-os ellenállást párhuzamosan kapcsolunk. Itt csak az ellenállások vannak az áramkörben, kivezetéseik rendkívül rövidek! Az ellenállások földoldali huzalvégeit ajánlatos a külső vezető belső oldalán 90°-os szögben sugarasan szétteríteni és így beforrasztani.

A mechanikai kivitelezést a 31.14.(b)—(d) ábrákon láthatjuk. A Reflektométer hullámellenállása a megadott méretekkel 60 Ω. A belső vezető $D_1 = 6$ mm átmérőjét minimumnak kell tekintenünk; ha kisebbre vesszük, már nem tudjuk garantálni a távolsági viszonyok pontos betartását és azt, hogy ez a belső vezető párhuzamos lesz a külső vezetővel és a mérővezetővel. Ezért inkább vastagabb belső vezetőt ajánlunk. Egyébként a vezető átmérőjének megváltoztatása természetesen azt jelenti, hogy a külső vezető méreteit és a c távolságot is meg kell ebben az arányban változtatnunk, hiszen a 60 Ω-os hullámellenállásnak nem szabad megváltoznia.

A 60 Ω-nak megfelelő arányok:

$$D_1 : a = 1 : 2{,}66; \quad D_1 : c = 1 : 1{,}41.$$

Ha a hullámellenállás 50 Ω, a következő arányok érvényesek:

$$D_1 : a = 1 : 2; \quad D_1 : c = 1 : 1{,}06.$$

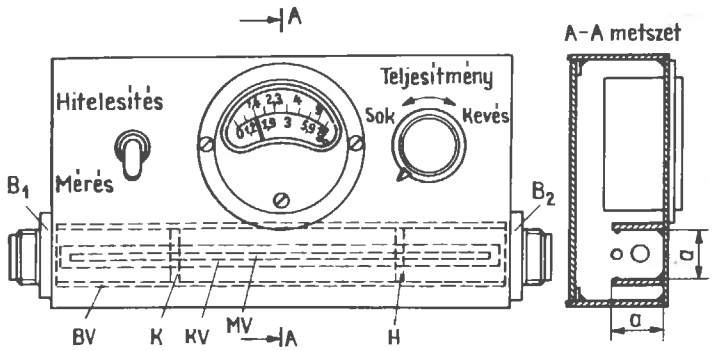
Végül még a 72 Ω-os hullámellenállásra vonatkozólag:

$$D_1 : a = 1 : 2{,}9; \quad D_1 : c = 1 : 1{,}54$$

A két K műanyag betétet (kitámasztást) körülbelül 8 mm vastag piakril lemezből vagy valamilyen hasonló, kis veszteségű anyagból állítjuk elő. A külső vezető hosszára — következésképpen a belső vezető és a mérővezető hosszára — nem adunk számértékeket, mert ezek a méretek tág határok között tetszés szerint vehetők fel. Általában ez a hossz 150...300 mm. Mint már említettük, a gyakoribb hullámhosszakhoz és a jelzőműszer érzékenységéhez igazodik, és a megadott határokon belül nem befolyásolja a készülék elvi működését.

Az egyik szokásos szerkezeti felépítést a 31.15. ábrán láthatjuk. Nem kötelező ez a megoldás, például a mérőág egyenfeszültségű részét szükség esetén le is választhatjuk. A külső vezetőt lemezanyag helyett a nyomtatott áramkörök réz-kasírozású alapanyagából is elkészíthetjük. Ez utóbbi jól bevált, és teljes értékű helyettesítő anyagnak bizonyul. Az ilyen nyomtatott huzalozású lemezeket könnyen és tisztán, deformálódás nélkül lehet vágni. A 31.13. ábra szerinti elrendezéshez két, 20 mm szélességű csíkra van szükség ebből az anyagból. A 31.14. ábra szerinti, U alakú külső vezetőt három csíkból forrasztjuk össze. A rézkasírozásnak mindkét esetben a külső vezető belső oldalán kell lennie.

Az iránycsatolók és a reflektométerek mechanika kivitelezésére bizonyára sok olyan konstrukciós megoldás létezik, amelyekkel különösen nagy mérési pontosságot lehet elérni, de amelyek persze ennek megfelelően több precíziós munkát is igényelnek. Minthogy azonban az amatőrök többsége az ésszerűség egészséges álláspontján van, vagyis nem a lehető legjobbra törekszik, hanem csak arra, amire éppen szükség is van, az ilyen tökéletesített konstrukcióknak az amatőrgyakorlatban mind ez ideig még nincs különösebb jelentőségük.



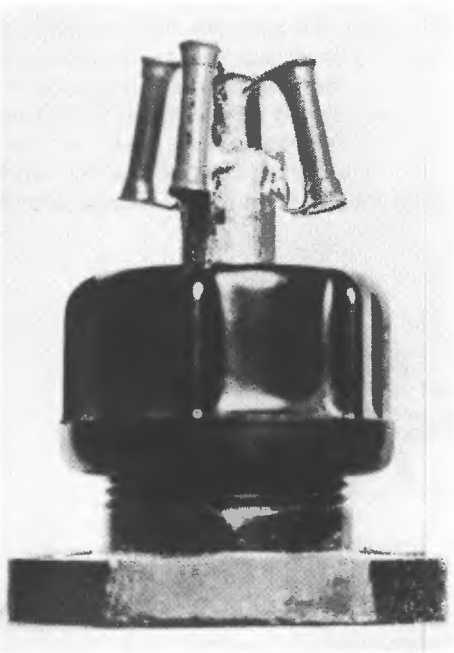
31.15. ábra. Szerkezeti megoldás a 31.14. ábra szerinti reflektométerhez (DM 2 AEO szerint)

31.2.2.3. A reflektométerők beállítása és hitelesítése

Hogy behangolhassuk a reflektométerőt, egy 60 Ω-os ellenállással le kell zárnunk „antennaoldalát" (a H_2 csatlakozóhüvelyt). Ebben az esetben olyan terhelést kap a reflektorkapcsolás, hogy a teljes átfolyó teljesítményt (a kifelé haladó hullámot) elnyeli a lezáróellenállás, vagyis nem keletkezik visszavert hullám. Az $s=1$ hullámossági tényezővel (állóhullámaránnyal) jellemzett tökéletes illesztés akkor áll fenn, ha a „visszahaladási" iránynak megfelelően beiktatott mérőág nem jelez semmilyen feszültséget. A házi eszközökkel elkészített reflektorokkal mindjárt az első bekapcsoláskor többnyire nem ez a helyzet, aminek sokféle oka lehet, és ilyenkor meg kell próbálni úgy állítani be a készüléket, hogy lehetőleg minél jobban megközelíthessük az ideális viszonyokat.

A terhelőellenállásnak — műantenna vagy absorber néven is ismeretes — olyannak kell lennie, hogy az adóból érkező nagyfrekvenciás teljesítményt teljes egészében hővé alakíthassa át. A behangoláshoz csökkentjük az adó teljesítményét, hogy kisebb terhelhetőségű ellenállásokkal is beérhessük.

Egy nagyon jól használható és kevésbé költséges terhelőellenállást a 31.16. ábrán láthatunk. Úgy készítjük el, hogy négy 240 Ω-os szénrétegellenállást párhuzamosan kapcsolunk, és az egészet egy közönséges — üzletekben kapható — koaxiális csavaros dugaszra forrasztjuk. Az ilyen műantenna terhelhetősége az egyes ellenállások terhelhetőségének az összegével egyenlő. Minél több ellenállást kapcsolunk párhuzamosan, annál kisebb lesz a párhuzamos kapcsolás teljes (káros) induktivitása, feltéve hogy gyakorlatilag minden huzalkivezetés nélkül kötjük össze az ellenállásokat. Az azonban nagyon fontos, hogy a párhuzamos kapcsolás eredő ellenállása mindig 60 Ω legyen (illetve egyezzék meg azzal az ellenállással, amelyre a reflektométerő hullámellenállását méreteztük).



31.16. ábra. Kitűnő lezáróellenállás a reflektométerő hitelesítéséhez (DM 2 AEO szerint)

Minthogy az alkatrészek komplex tulajdonságai a frekvencia növelésével szintén nőnek, lehetőleg ennél nagyobb frekvencián kell elvégezni a beállítást. Ezzel egyidejűleg egyre kényesebbé is válik a munka, de így legalább biztosak lehetünk abban, hogy a kisebb frekvenciákon is a legjobb értékeket állítottuk be. A rövidhullámú reflektorokat eszerint 28 MHz körüli frekvencián állítjuk be, és ha a 2 m-es sávban is akarunk dolgozni, kereken 145 MHz legyen a beállítási frekvencia.

Mint már említettük, ajánlatos előzőleg az alkalmazandó diódával összekapcsolt állapotban is hitelesíteni a jelzőműszert. Ezt a hitelesítést egyenfeszültséggel végezzük el. A hitelesítéshez összeállított kapcsolásban a diódát áteresztési irányban sorbakapcsoljuk a jelzőműszerrel és a P érzékenységszabályozóval. Pontosan adagolt mérési egyenfeszültségeket vezetünk az áramkörre, de mindenekelőtt úgy állítjuk be a P potenciométert, hogy a legnagyobb mérési feszültség teljes kitérést idézzen elő a műszeren. A további hitelesítési műveletek során már nem változtatjuk meg a P érzékenységszabályozó beállítását. Ezután tizedrészenként fokozatosan csökkentjük a hitelesítési feszültséget, és a műszer skáláján megjelöljük a műszer mutatójának egyes kitéréseit. Ez az új skálaosztás a dióda jelleggörbéjének megfelelően különösen a kezdeti szakasz mentén nem lesz lineáris.

Minthogy aligha van két olyan dióda, amelynek teljesen egybeesne a jelleggörbéje, mindig azzal a diódával kell elvégeznünk a skála hitelesítését, amellyel egyenirányítani akarjuk majd a visszafelé haladó hullám feszültségét. A kifelé haladó hullámnak megfelelő dióda jelleggörbéjének legalább a teljes kitérés pontjában egyeznie kell a visszafelé futásnak megfelelő dióda jelleggörbéjével.

Az (5.15)—(5.25) egyenletekkel az 5.2. alfejezetben részletesen megmagyaráztuk a feszültségviszonyok és a hullámossági tényezők közötti összefüggéseket. Az (5.15) egyenlet értelmében az s hullámossági tényező (vagyis SWR állóhullámarány):

$$s = \frac{U_{max}}{U_{min}}.$$

Minthogy a reflektométeren U_{max} a kifelé haladó hullám U_k feszültségének, U_{min} pedig a visszafelé haladó hullám U_v feszültségének felel meg, felírhatjuk, hogy

$$s = \frac{U_k}{U_v}.$$

A szóban forgó esetben mindig úgy állítjuk be a P érzékenységszabályozóval az áthaladási feszültséget, hogy a mérőműszeren — e feszültség tényleges értékétől függetlenül — teljes kitérést kapjunk. Így tehát $U_k = 1$ értéket helyettesíthetünk be a képletben. Ily módon U_v mért értéke 1 tört részében adódik, és ezáltal a hullámossági tényező (az állóhullámarány):

$$s = \frac{1+U_v}{1-U_v}. \qquad (31.4)$$

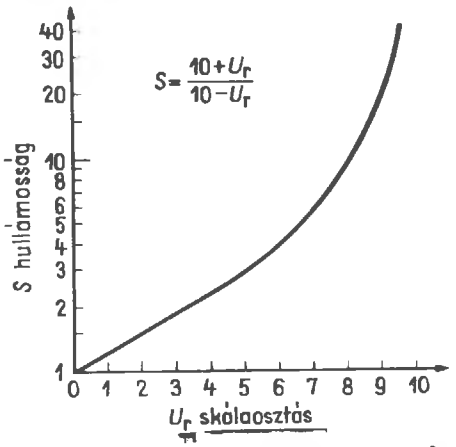
Ha a műszer skáláján a diódás hitelesítés tizedes osztásait tüntettük fel, az egyes skálaosztásokhoz a (31.4) egyenlet felhasználásával a következő s értékeket rendelhetjük hozzá:

Skálaosztás:	0	1	2	3	4	5
s:	1,0	1,2	1,5	1,9	2,3	3,0
	6	7	8	9	10	
	4,0	5,7	9,0	∞		

Ha nem akarunk ilyen törtszámokkal dolgozni, az állóhullámarány „kerek" értékeivel is hitelesíthetjük a skálát.

A 31.17. ábrán megadjuk a skálaosztás és az s állóhullámarány közötti összefüggés görbéjét arra az esetre, amikor tíz egyenlő feszültségugrásnak megfelelően osztjuk be a skálát. Ha nem akarjuk közvetlenül állóhullámarányban hitelesíteni a skálát, mint hitelesítési görbét is felhasználhatjuk a 31.17. ábrát.

Eszerint a készülék tulajdonképpeni beállítása előtt már összekapcsolhatjuk a műszert a visszafutási diódával, és egyenfeszültséggel elvégezhetjük a hitelesítést. Jegyezzük meg, hogy a skálaosztások annál egyenletesebbek lesznek, minél érzékenyebb a műszer. A legszokásosabban a 0,1 mA teljes kitérésű lengőtekercses műszerek, de az 1 mA végkitérésűek is megfelelnek még. A P érzékenységszabályozó potenciométer ellenállása a műszer belső ellenállásától függ. 50 vagy 100 kΩ használható középértéknek bizonyult.



31.17. ábra. Az s állóhullámarány az U_h: U_r feszültségarány függvényében (U_h mindig 10 skálaosztással egyenlő)

Általános érvényességű és minden reflektométerre alkalmazható beállítási utasítás

A reflektométer (antennaoldali) H_2 csatlakozóhüvelyét, mint már elmondtuk, lezárjuk a terhelőellenállással, a H_1 kivezetést összekötjük (esetleg egy Collins-szűrő közbeiktatásával) az adó kimenetével. A reflektométer átkapcsolóját a kifelé haladó hullámnak megfelelő helyzetbe állítjuk, bekapcsoljuk az adót, és úgy állítjuk be az adó kicsatolását, hogy a reflektométer műszere a lehető legnagyobb feszültséget jelezze. Ez a beállítás az optimális adóterhelésnek felel meg. A P érzékenységszabályozóval most úgy állítjuk be a műszer mutatóját, hogy pontosan a skála végén álljon meg (vagyis tíz skálaosztást jelezzen). Ezután átkapcsolunk a visszafutásra, a műszer kitérése lényegesen csökken, és kivételesen esetleg nullára esik vissza a mutató. Többnyire azonban marad bizonyos kitérés, és a hozzáférhető mérővezetővel ellátott reflektométerekön próbáljuk meg óvatosan elcsúsztatni a mérővezető mentén a D_2 diódacsatlakozást úgy, hogy minél kisebb legyen ez a maradékkitérés. Ha szakszerűen állítottuk össze a készüléket, és ha valós a lezáróellenállás, ezzel az eljárással majdnem teljesen megszüntethetjük a visszaáramlást. Az egyszerű Mickey match esetében nagyon korlátozottak a nullakiegyenlítés le-

hetőségei, és csak annyit tehetünk meg, hogy a mérővezetővel, illetve lezáróellenállásával megpróbálunk valamilyen javulást elérn.

A visszafelé haladó hullámnak megfelelő nullakiegyenlítés után megfordítjuk az átfolyási irányt, ha a H_2 pontot az adó kimenetéhez csatlakoztatjuk, H_1-et pedig a műantennával terheljük. P megmarad eredeti helyzetében, az átkapcsoló a visszafutási iránynak megfelelő helyzetben van. Az adó változatlan kimeneti teljesítményével újra teljes kitérést állítunk be a műszeren, majd ténylegesen megmérjük a visszaáramlást. A megfordított irány következtében most a visszafelé haladás diódájának szerepét veszi át D_1. Ehhez átkapcsolunk a kifelé haladásnak megfelelő irányra, és megmérjük a D_1 diódával a visszafelé haladó hullámot. A D_1 dióda óvatos eltolásával most szintén nullára kell állítani a mutató kitérését. Ezzel be is fejeztük a beállítást, és visszaállítjuk a reflektométőt a normális átfolyási irányra.

A túlságosan nagy *ad* irányténvezőt arról ismerhetjük fel, hogy visszafutási feszültséget kapunk abban az esetben is, amikor valós lezáróellenállással végezzük a mérést. E jelenség okait a 31.2.1. pontban már elmondtuk. A mérőágban levő ellenállások megváltoztatásával vagy a mérővezető kisebb mértékű áthelyezésével is elérhetünk valamivel kedvezőbb viszonyokat. Ezenkívül ügyeljünk arra is, hogy a koaxiális belső vezető és a koaxiális H_1 és H_2 csatlakozóhüvelyek közötti átmenetek reflexiómentesek legyenek, vagyis hogy ezeken a helyeken ne változzék meg ugrásszerűen a hullámellenállás. Ha csökkenteni akarjuk a mérési hibákat, nagyon gondosan kell megépítenünk az áramköri tekintetben is roppant egyszerű reflektométőt.

Meg kell még jegyezni, hogy a reflektométő diódái bizonyos körülmények között zavarokat okozhatnak a tv-vételben. Mint tudjuk, a diódás áramkörök mint frekvenciasokszorozók nagyon sok felharmonikust termelnek. Ilyen felharmonikuskeltés a reflektométőben is előfordulhat. Az egyenfeszültségű ágban, a diódák és a mérőműszer között alkalmazott szűréssel és fojtótekercscsel segíthetünk a bajon. Általában azonban elegendő a szokásos leblokkolás, ahogyan a kapcsolási rajzokon is feltüntettük, különösen ha árnyékolóházban helyeztük el a reflektométőt.

A reflektométős elrendezések nagyon sokoldalúan használhatók fel, és megfelelő felépítés esetén még a 70 cm-es sávban is alkalmazhatók. Minthogy az amatőrgyakorlatban a legfontosabb antennamérő készülékek közé tartoznak, az egyes konstrukciós változatokat részletesen ismertettük. A kifelé haladási iránynak megfelelő helyzetben már a Mickey matchcsel is beállíthatjuk a legkedvezőbb teljesítménykicsatolást az adó végfokozatában, ugyanis a lehető legnagyobb kifelé haladási feszültség optimális energiakicsatolásnak felel meg. A visszafutási helyzetben igen gyorsan megkapjuk az antennák rezonanciafrekvenciáját; ez ugyanis az a frekvencia, amelyen a lehető legkisebb az állóhullámarány. Ezenkívül az antennák beállítási munkálatainak sikerét folyamatosan ellenőrizhetjük a reflektométőn, ha figyelemmel kísérjük a visszafutási feszültség növekedését vagy csökkenését. A reflektométő csak jelentéktelen csillapítást okoz, úgyhogy az illesztés állandó ellenőrzésére benn is hagyhatjuk a tápvezetékben.

A 240 Ω-os illesztett szimmetrikus tápvezetékkel bekötött antennákkal kapcsolatban is előnyösen alkalmazható az ilyen jellegű reflektométő. Ebben az esetben mindössze egy balunra van még szükség (7.6. ábra) a reflektométő kimenete és a tápvezeték között. Ez a balun ilyenkor a szimmetriaátalakító és a transzformátor szerepét tölti be.

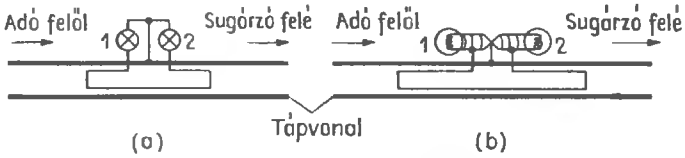
31.3. Állóhullámjelző szimmetrikus tápvezetékekhez

Sok amatőrantennát illesztett szimmetrikus tápvezeték gerjeszt, és gyakori az ilyen esetekben a kereskedelmi forgalomban beszerezhető, ultrarövid hullámú szalagkábel alkalmazása. Az ilyen antenna-berendezések állóhullámainak kimutatására kidolgozott egyszerű indikátorok a reflektométőnek elvén működnek. Roppant egyszerű ellenőrző szerkezetek ezek, de kvantitatív méréseket általában nem tesznek lehetővé, csak becslésszerű adatokat szolgáltatnak az illesztésről.

31.3.1. Kétlámpás indikátor szalagvezetékekhez (twin lamp)

E nagyon egyszerű készülékben kis izzólámpák jelzik az állóhullámot. A készülék kapcsolási rajzát és mechanikai felépítését a 31.18. ábrán mutatjuk be.

A csatolóhurkot egy szalagvezeték-darabból készítjük el, ugyanolyanból, mint amilyenből a



31.18. ábra. A kétlámpás indikátor:
(a) kapcsolási rajz; (b) mechanikai kialakítás

tápvezeték van. A csatolóhurok hosszát úgy kell megállapítani, hogy ne legyen egyenlő a negyedhullámmal. Rendszerint $\lambda/10$ körülire vagy ennél is rövidebbre vesszük. A két végén rövidrezárjuk a vezetéket, középen pedig megszakítjuk az egyik vezetőt. Ezáltal egy kis hajlított dipólusnak felel meg a hurok. A megszakítási pontból a lehető legrövidebb úton összekötjük a kettévágott vezető két felét a két izzólámpa menetes részével. A lámpák középső érintkezőjét egymáshoz forrasztjuk, és egy rövid huzaldarabbal a tápvezeték közelebbi vezetőjéhez csatlakoztatjuk. Esetleg beszúrunk egy gombostűt, később pedig óvatosan megolvaszthatjuk a forrasztópákával. Az izzólámpa például 3,8 V/0,07 A típusú lehet, ennek kicsi a hőtehetetlensége, ezért jól beválik. A csatoló hurkot egy tetszés szerinti helyen lehetőleg minél szorosabban csatoljuk az energiavezetékkel, és ebben a helyzetben egy jól tapadó műanyag szalaggal rögzítjük.

Mérés előtt minél kisebbre csökkentjük az adó kimeneti teljesítményét, majd lassan annyira megnöveljük, hogy az izzólámpák közepes fénnyel világítsanak. Ha nagyjából már megvolt az illesztés, az adó felé mutató 1-es izzólámpa sokkal erősebben fog világítani, mint az antenna irányában elhelyezett 2-es lámpa. Ebből már világosan felismerhetjük a reflektométer elvét: az 1. izzólámpa a kifelé haladó hullámtól kap energiát, míg a 2. lámpa csak a visszafelé haladó hullámra reagál.

Az antenna illesztő eszközeinek most következő beállítása során arra törekszünk, hogy a 2. izzólámpa sötét maradjon, az 1. lámpa pedig ugyanakkor jól világítson. Ennek az állapotnak az elérésekor az állóhullámok eltűnnek, az illesztés pontossága kielégítő.

Ha kicsi a kimeneti teljesítmény, sokszor már nem lehet izzásra bírni a lámpákat. Ebben az esetben 500 Ω-os rétegellenállásokkal helyettesítjük az izzólámpákat, és a rajtuk keletkező nagyfrekvenciás feszültségesést germánium-diódákkal egyenirányíthatjuk. A megfelelő nagyfrekvenciás szűrés után egy forgótekercses mérőműszerre vezetjük a két egyenfeszültséget. Az illesztés akkor jó, amikor az antenna felé eső ellenálláson közel nulla a feszültségesés.

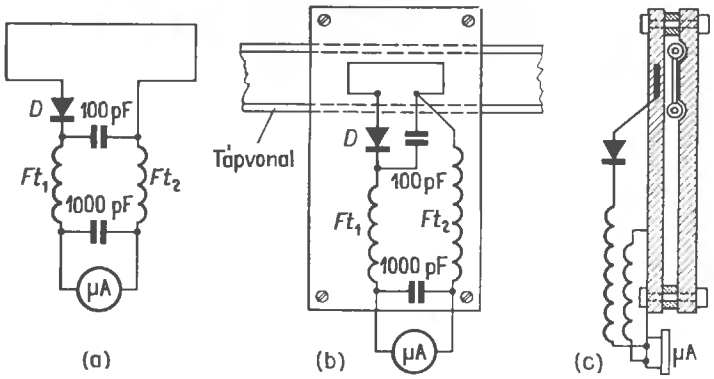
31.3.2. Nagyfrekvenciás feszültségjelzők mint állóhullám-indikátorok

A következőkben ismertetendő jelzőkészülékek már lehetővé teszik az állóhullámok kvantitatív mérését is. A hasított tápvonal (mérővezeték) elvén egy hosszabb vezetékszakasz mentén mérjük a nagyfrekvenciás amplitúdót, és a mért U_{max} és U_{min} feszültségértékek hányadosa megadja a keresett állóhullámarányt.

A gyakorlatban ez a mérési eljárás nem terjedt el annyira, mint az előbbiekben ismertetett kétlámpás indikátor módszere, aminek oka a valamivel nagyobb mechanikai ráfordítás és a bonyolultabb mérés.

A tápvezeték mentén végrehajtandó feszültségmérés előfeltétele, hogy az indikátor és a vizsgálandó szalagvezeték között minden mérési pontban ugyanakkora legyen a csatolási tényező. Ezért egy olyan tolókát szerkesztünk, amelyben el tudjuk helyezni a csatolóhurkot, és amelyet a logarléc ablakához hasonlóan végigcsúsztathatunk a tápvezeték mentén. Példaként a 31.19. ábrán mutatunk be egy ilyen elrendezést. A huzalból kialakított hurokban indukció útján jut nagyfrekvenciás feszültség a tápvezetékből. A D germánium-dióda egyenirányítja ezt a nagyfrekvenciát.

Az így előállított egyenfeszültséget egy szűrőláncon keresztül a mikroampermérőre vezetjük és megmérjük. Minthogy a félvezető dióda egyenirányítási jelleggörbéje nemlineáris, a mutatós műszert a diódával összekapcsolva újra hitelesíteni kell (lásd a 31.2. alfejezetet). A csatolóhurok itt kisebb méretű, mint a kétlámpás indikátorban. A rövidhullámok tartományában 5...10 cm lehet a hossza, a 2 m-es üzemben viszont körülbelül 2 cm-es hossz is elegendő. A két egyforma, Ft_1 és Ft_2 fojtótekercset a vizsgálandó frekvenciatarto-



31.19. ábra. Az állóhullámok mérése:
(a) kapcsolási rajz; (b) mechanikai kialakítás (elölnézetben); (c) mechanikai kialakítás (oldalnézetben)

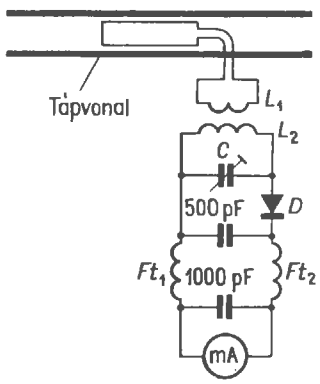
mánynak megfelelően méretezzük. A körülbelül 0,5 μH induktivitású, kereszttekercselésű tekercsek minden rövidhullámú sávban jól használhatók. Az ultrarövid hullámokra tekercstest nélküli tekercseket készítünk oly módon, hogy lakkozott rézhuzalból körülbelül húsz menetet viszünk fel egy ceruzára. A mérőműszernek nem kell feltétlenül mikroampermérőnek lennie; ehelyett megfelel egy kevésbé érzékeny, 1 mA végkitérésű műszer is.

A csatolóhurkot 1 mm vastag rézhuzalból készítjük el, és beágyazzuk egy polisztirol lemezbe. A hőre lágyuló polisztirolba úgy tudjuk beágyazni a huzalból megfelelő hajlítgatásokkal kialakított hurkot, hogy egy vasalóval erősen felmelegítjük, majd „belevasaljuk" a lemezbe. A tápvezetékhez szükséges csúszópályát úgy munkáljuk meg a szemben levő lemezen, hogy a két lemezt szorosan egymásra fektethessük, de a tolóka (és vele együtt a mérőhurok is) mindig ugyanabban a magasságban csúszhasson el a tápvezeték fölött. A 31.19.(c) ábrán kissé eltúloztuk ezt a távolságot, hogy áttekinthetőbbé tegyük a rajzot.

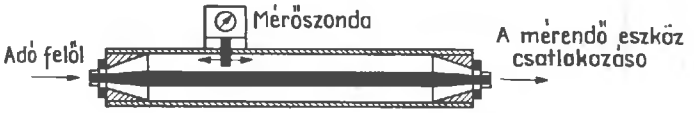
Amikor a tápvezeték mentén végigvezetjük a mérőszerkezetet, a nagyfrekvenciás feszültség viszonylagos értékét jelzi a műszer. Illesztés esetén a szalagvezeték minden pontjában ugyanakkora feszültséget kapunk, vagyis nem keletkeznek állóhullámok a tápvezetéken.

Az illesztési hibát arról ismerjük fel, hogy hullámosan változik a kitérés a műszeren, feszültségmaximumokat és feszültségminimumokat kapunk. E két érték hányadosa az (5.15) egyenlet értelmében közvetlenül megadja az s hullámossági tényezőt, az SWR állóhullámarányt. A mérőáramkör aperiodikus, tehát az előforduló frekvenciákat mind kifejezésre juttatja. Ha az adó nagyon sok felharmonikust termel, hamis mérési eredményeket kaphatunk.

A 31.20. ábrán látható mérési elrendezés ugyanezen az elven működik, de kiküszöböli az esetleges felhullámok hatását, ezenkívül különösen érzékenyen jelez. E kapcsolásban a csatolóhurok egy darab (körülbelül 70 Ω hullámellenállású) szalagvezetéken vagy lapos vezetéken keresztül az egy-két menetből álló L_1 tekercshez csatlakozik. Az L_1 tekercs és az L_2 rezgőköri tekercs között lehetőleg változtatható csatolásra van szükség. Az L_2—C rezgőkört az adó frekvenciájára kell ráhangolni. Az utána következő nagyfrekvenciás egyenirányítóval és lengőtekercses műszerrel együtt abszorpciós áramkört alkot. Ezt a készüléket is ugyanúgy



31.20. ábra. Érzékeny készülék az állóhullámarány mérésére



31.21. ábra. A mérővezeték vázlatos rajza

használjuk fel és kezeljük, mint az előbbi, egyszerűbb elrendezést.

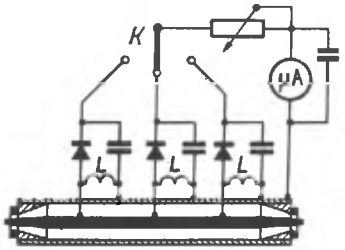
A megfelelő mechanikai változtatások után ezek a jelzőáramkörök az otthoni eszközökkel összeállított és tetszés szerinti hullámellenállású nyitott, hangolatlan tápvezetékekre is alkalmazhatók.

31.4. A hasított tápvonal

A nagyfrekvenciás vezeték mentén mért hullámosság nemcsak az állóhullámarány meghatározását teszi lehetővé, hanem annak a megállapítását is, hogy mekkora a csatlakozó fogyasztók hatásos és meddőellenállása. A méteres és a deciméteres hullámú mérésekhez ezért a laboratóriumokban az úgynevezett hasított tápvonalak (mérővezetékek) használatosak. A hasított tápvonal egy pontosan meghatározott hullámellenállású koaxiális kábel mechanikailag merev változata (utánzata). Külső vezetője fel van hasítva, hogy e hosszanti hasíték mentén el lehessen csúsztatni a mérőfejet, és egy kapacitív letapogató szondával le lehessen venni a belső vezetőről a mérési feszültséget (31.21. ábra).

A gyári hasított tápvonalak nagy mérési pontosságú finommechanikai szerkezetek. Ennek megfelelően nagyon drágák is, úgyhogy a magában álló amatőr nem gondolhat a beszerzésére. Arra sem gondolhat általában, hogy otthoni eszközeivel elkészíti magának. Ezen túlmenően a deciméteres hullámok tartományára és a méteres hullámok tartományának egyes részeire korlátozódik a hasított távopnalak alkalmazása.

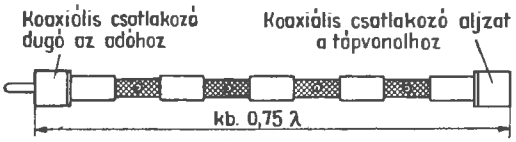
A precíziós hasított tápvonal mechanikai egyszerűsítése abból áll, hogy lemondunk az elcsúsztatható mérőfejről, és ehelyett a vizsgálandó vezeték mentén néhány rögzített mérési pontról gondoskodunk (31.22. ábra). Ezt a háromdiódás hasított tápvonalat a méteres hullámok vagy a deciméteres hullámok tartományának egy előre meghatározott frekvenciájára szerkesztjük meg (a tápvonal hosszának és a mérési pontok helyzetének szempontjából). Alkalmazási területe ennek megfelelően igen korlátozott. A három pontban végrehajtott mérésből természetesen nem lehet annyit megtudni, mint a feszültség folyamatos letapogatásából. Az L induktivitásokból és a diódák kapacitásából alkotott rezgőköröket mindenhol a mérési frekvenciára kell hangolni.



31.22. ábra. A háromdiódás mérővezeték

A hasított tápvonal primitív utánzásával úgy alakíthatunk ki magunknak többmérőpontos vonalat, hogy egy darab koaxiális kábelt szerzünk, és belső vezetőjét több helyen szabaddá tesszük a nagyfrekvenciás mérőfej szondázó csúcsának bevezetéséhez. Ezt a munkát úgy végezzük el, hogy több helyen eltávolítjuk a kábel külső védőköpenyét, ezekben a pontokban elcsúsztatjuk vagy átvágjuk a rézhuzalos szövedékből vagy szalagból készített külső vezetőt, és ezáltal kör alakú kis nyílásokon keresztül láthatóvá válik a dielektrikum. Ezt is szétnyitjuk, míg el nem érünk a belső vezetőhöz. Az így keletkező lyukba ragasszunk be egy átfúrt kerámia gyöngyöt vagy vékony kis műanyag csövet, hogy kívülről bedughassuk a vékony szondát, és csúcsával letapogathassuk a belső vezetőt.

Minden mérési pontot ezzel az eljárással készítsünk el (31.23. ábra). Az ilyen mérővezetők hossza legalább $0{,}75\lambda$ legyen, és a mérési pontok egyenmeg kell egyeznie a vizsgálandó tápvezetékek hul-



31.23. ábra. Ideiglenes mérővezeték több mérési ponttal

lámellenállásával. Ennek a mérőkábelnek az energiavezeték részeként az adó kimenete és a tápvezeték közé kell kerülnie.

Egy nagyfrekvenciás csővoltmérő vagy valamilyen más nagyfrekvenciás feszültségmérő tapintójával (a szondával) most megmérjük az egyes mérési pontokban a nagyfrekvenciás feszültséget. Ha különböző feszültségértékeket kapunk, hibás az illesztés. A különböző mérési pontokban mért feszültségek azonossága azt jelenti, hogy helyesen illesztettük a tápkábelt a sugárzóhoz. Minthogy itt most nem folyamatosan tapogatjuk le a feszültséget a vezeték mentén, ezzel az eljárással nem tudjuk egyértelműen meghatározni a maximumokat és a minimumokat, vagyis nem tudjuk számszerűen meghatározni az állóhullámarány nagyságát. A deciméteres hullámok tartományában azonban még így is általában jobban működik ez a rögtönzött mérőkábel, mint az otthoni eszközökkel összeállított reflektométer, úgyhogy a 70 cm-es és a 2 m-es sávban dolgozó amatőrnek érdemes megépítenie.

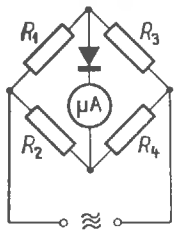
31.5. Hídkapcsolások az illesztés mérésére

Az antennaillesztés egyik sokoldalú, de egyszerűen elkészíthető segédeszköze a Wheatstone-híd szerint felépített nagyfrekvenciás mérőkapcsolás. Ilyen elrendezések többféle néven ismeretesek és terjedtek el, mind ugyanazon az elven működnek, akár antennaszkóp, akár match maker a nevük. Elvi kapcsolási rajzuk a 31.24. ábrán látható.

Nagyfrekvenciás árammal tápláljuk a hidat, és olyan ellenállásokat kell felhasználni benne, amelyek tiszta rezisztenciák ezen a tápfrekvencián. R_1 és R_2 teljesen egyforma (legalább 1% pontossággal), maga az ellenállásérték azonban csak másodrendű fontosságú. Ilyen körülmények között a híd kiegyenlített állapotában (amikor nullát jelez a műszer), az

$$R_1 = R_2, \quad R_1 : R_2 = 1 : 1;$$
$$R_3 = R_4, \quad R_3 : R_4 = 1 : 1$$

összefüggések érvényesek. Ha R_4 helyére beteszszük a vizsgálandó ellenállást, amelynek rezisztenciáját meg akarjuk határozni, és ha R_3 egy hitelesített (indukciómentes) potenciométer, a híd kiegyenlítése után R_3 skáláján leolvashatjuk a vizsgálandó ellenállás értékét. Így tehát közvetlenül megmérhetjük az antenna talpponti ellenállását. Tudnunk kell azonban, hogy ez a talpponti ellenállás csak akkor valós értékű, ha rezonanciában van az antenna, vagyis a mérési frekvenciának meg kell egyeznie a sugárzó rezonanciafrekvenciájával. Ezenkívül a hídméréssel a tápvezeték hullámellenállását és rövidülési tényezőjét is megmérhetjük, bármilyen fajtájú vezetékről legyen is szó.



31.24. ábra. A nagyfrekvenciás mérőhidak alapkapcsolása

31.5.1. Az antennaszkóp

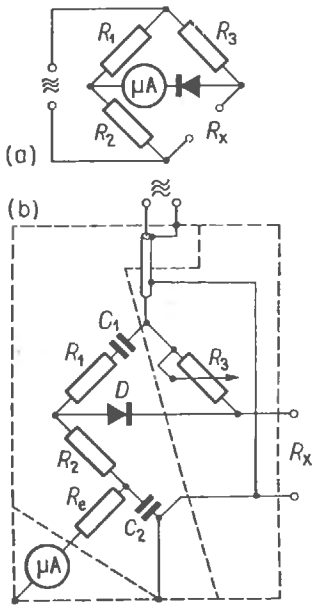
A 31.25. ábrán egy olyan hídkapcsolást mutatunk be, amelyet jól felhasználhatunk az antennamérésekre, és amelyet annakidején W 2 AEF ismertetett. Ez a mérőhíd antennascope néven vált ismertté.

Az R_1, R_2 ellenállásokra és a C_1, C_2 kapacitásokra W 2 AEF által megadott értékeket nem szükséges elfogadni. A fontos csak az, hogy R_1 és R_2, továbbá C_1 és C_2 pontosan egyenlő legyen egymással. Eszerint R_1 és R_2 minden káros következmény nélkül 150 vagy 250 Ω-os vagy hasonló értékű lehet, ha két egyforma van belőle. Ugyanez a helyzet a C_1 és C_2 kondenzátorokkal is.

Felesleges volna szűk tűrésű, drága precíziós ellenállásokat beszereznünk, amikor olcsóbban is kijövünk, ha sok egyforma ellenállás közül mérőhíddal vagy ohm-mérővel ki tudunk választani két egyformát.

R_3 helyén csakis kis induktivitású rétegpotenciométert használhatunk, a huzalos potenciométerek egyáltalán nem alkalmasak erre a célra. Egy lehetőleg minél kisebb méretű, tömör anyagú potenciométerrel, amelyről esetleg eltávolíthatjuk az árnyékolóburát, sokszor még ultrarövid hullámon is, 150 MHz-ig kielégítő mérési eredményeket kapunk. Szerelés közben főként arra ügyeljünk, hogy R_3 és a szomszédos alkatrészek vagy árnyékolások között ennél kisebbek legyenek a szórt kapacitások. Ezért nem közvetlenül az előlapra, hanem egy keménypapír (fenolfiber) lemezre sze-

reljük a potenciométert, és a tengelyét szigetelten vezetjük keresztül a fém előlapon. Ellenállásértékét azért szabtuk meg 500 Ω-ban, hogy az előforduló talpponti ellenállásokat és hullámellenállásokat lehetőleg mind megmérhessük. Minthogy azonban 500 Ω-os potenciométer nem mindig kapható az üzletekben, a szokásosan 1 kΩ-os lineáris rétegpotenciométerrel is megelégedhetünk.



31.25. ábra. Az antennascope:
(a) a nagyfrekvenciás mérőhíd elvi kapcsolási rajza;
(b) az antennascope kapcsolási rajza
W 2 AEF szerint:
$R_1 = R_2 = 200\ \Omega$;
$C_1 = C_2 = 500$ pF;
R_3 lineáris potenciométer; 500 Ω;
R_e előtétellenállás a mérőműszerhez;
M forgótekercses mérőmű, kb. 0,2 mA a teljes kitérés;
D germánium-dióda

Az utóbbival párhuzamosan kapcsolunk egy 1000 Ω-os rétegellenállást, és így kedvezően fognak eloszlani a hitelesítési pontok az elfordulási szög skáláján. Minthogy egyre jobban terjednek a koaxiális kábellel táplált antennák, esetleg 100 Ω-ra korlátozhatjuk az antennaszkóp mérési tartományát. Ebben az esetben R_3 egy 100 Ω-os rétegpotenciométer lehet, hogy kedvezőbb legyen a leolvasási pontosság e mérési tartományban.

Egy pontosan mutató ohm-mérővel egyenfeszültségen hitelesítjük a potenciométert, és forgatógombját ellátjuk a megfelelő skálával, hogy közvetlenül leolvashassuk majd a beállított ellenállásértéket. A híd kiegyenlítése után a megmérendő ellenállás egyenlő lesz a potenciométer skáláján leolvasott értékkel. R_e a mérőműszer előtétellenállása; nagysága attól függ, mekkora a mérőmű belső ellenállása, és hogy milyen jelzési érzékenységet akarunk elérni.

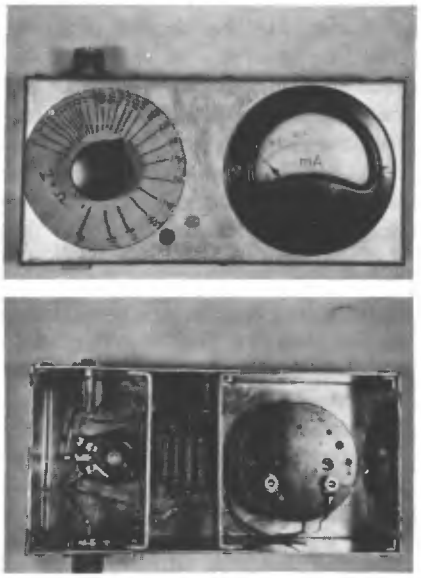
W 2 AEF 0,2 mA végkitérésű lengőtekercses műszert használ, ajánlatos azonban a különösen érzékeny (pl. 0,05 vagy 0,1 mA végkitérésű) mérőművek alkalmazása. Mindig egy lehetőleg nagy értékű előtétellenálláson keresztül kössük be, hogy ne zavarhassa a híd kiegyenlítését. A germániumdiódának nem kell különösebb követelményeket kielégítenie; a kereskedelmi forgalomban kapható nagyfrekvenciás egyenirányító diódák közül mindegyik megfelel.

A hídágakban minél rövidebb vezetékek felhasználásával csökkenthetjük a káros szerelési induktivitásokat és kapacitásokat, de ügyeljünk a mechanikai szimmetriára. Az egész készüléket árnyékolóházban kell elhelyezni. E házon belül három külön árnyékolóburát képezünk ki, és a 31.25.(b) ábra szerint helyezzük el bennük az alkatrészeket (az árnyékolásokat szaggatott vonallal rajzoltuk be az ábrán). A híd egyoldalasan van testpotenciálon, tehát nem földszimmetrikus. Ezáltal egyszerűbb a felépítés, kevésbé kényes a szerelés. Így különösen az olyan tárgyak csatlakoztatására alkalmas a készülék, amelyek (mint például a koaxiális kábelek) a földhöz képest nem szimmetrikusak. Ennek ellenére azonban kielégítő pontossággal mérhetünk vele szimmetrikus vezetékeket és antennákat is. Az árnyékolást nem földeljük. Ajánlatos ezért szigetelőlábakra helyezni a készüléket, és bevonni valamilyen szigetelő-védőlakkal a ház külső felületét. Éppen ilyen jól beválik erre a célra a rézkasírozású lemezekből összeállított doboz is. Mint már említettük, a potenciométert árnyékolóburájával együtt úgy kell egy kis szigetelőlemezre szerelni, hogy lehetőleg minél távolabb kerüljön a környező fémrészektől. Fémrészeit nem szabad összekötni az árnyékolással.

A rövid- és az ultrarövid hullámok tartományában egyaránt minden változtatás nélkül használhatjuk az antennaszkópot. Ultrarövid hullámon a mechanikai felépítéstől és az egyes alkatrészektől függ a készülék alkalmazhatóságának felső határa. A híd táplálásához szükséges nagyfrekvenciás generátor egy grid dip vagy bármilyen más, változtatható frekvenciájú és elegendő kimeneti teljesítményű nagyfrekvenciás rezgéskeltő (például teljesítményt szolgáltató jelgenerátor) lehet. A bevezetett nagyfrekvenciás teljesítményt nem szabad 1 W fölé növelnünk, hogy megóvhassuk a diódát

és a mérőműszert a sérülésektől, de körülbelül 0,2 W már elegendő a híd táplálására.

A nagyfrekvenciás csatolást nagyon egyszerűen, egy 1...3 menetből álló hurokkal hozzuk létre. Ezt a hurkot olyan szorosan csatoljuk a grid-dip rezgőköri tekercséhez, hogy amikor üresen hagyjuk az R_x kapcsokat (a vizsgálandó ellenállás csatlakozását), teljes kitérést kapjunk a műszeren. A grid-dip szoros csatolása eltolhatja a frekvenciahitelesítést. A hibás mérések elkerülésére egy hitelesített frekvenciaskálájú vevővel állandóan ellenőrizni kell a ténylegesen előállított frekvenciát. A 31.26. ábrán bemutatjuk a W 2 AEF szerint megépített egyszerű, de üzembiztos antennaszkópot.



31.26. ábra. Antennascope W 2 AEF szerint. Fent az előlap, lent a készülék belseje látható

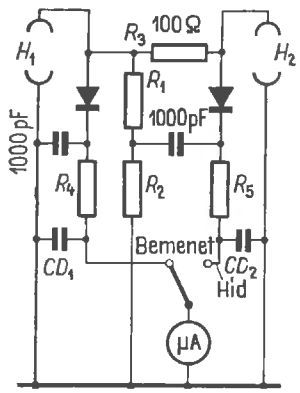
A készülék működésének vizsgálatához egy ismert értékű, indukciómentes ellenállást kapcsolunk az R_x kapcsokra. A híd kiegyenlítése után a potenciométeren leolvasott értéknek meg kell egyeznie a vizsgálandó ellenállással. Ezt az eljárást különböző tápfrekvenciákon és több, nem változtatható ellenálláson végezzük el. Ekkor egyúttal a készülék használhatósági határairól is áttekintést kapunk, ugyanis megfigyeljük, hogy meddig jelzi a műszer élesen a híd egyensúlyát. A rövidhullámok tartományában mindig kifogástalan mérési eredményeket kell kapnunk, az ultrarövid hullámokon viszont többé-kevésbé komplexszé válnak az áramköri elemek, és ilyenkor már nem lehet pontosan beállítani a híd egyensúlyát. A huzalozás, a vezetékhosszak és az alkatrészek gondos változtatgatásával elérhetjük, hogy még a 2 m-es sávban is elfogadható eredményeket szolgáltasson az antennaszkóp. A 70 cm-es sávban azonban már teljesen felmondják a szolgálatot az egyszerű hídkapcsolások.

Nagyon gondos felépítésükkel és a meddőellenállások kompenzálásával a gyári illesztésmérő hidak felső határfrekvenciája körülbelül 250 MHz-et érhet el. A működés sikeres ellenőrzése után gyakorlati mérések elvégzésére is felhasználhatjuk antennaszkópunkat.

31.5.2. A match maker

A match maker néven népszerűsített hídkapcsolás nem más, mint egy olyan antennaszkóp, amely külön és legfeljebb 100 Ω ellenállású koaxiális kábelek és antennák mérésére készült. Ezenkívül egy második nagyfrekvenciás egyenirányító is van ebben a készülékben, hogy meg lehessen mérni a nagyfrekvenciás tápfeszültséget is.

A match maker kapcsolási rajzát a 31.27. ábrán látjuk. A házat itt is három árnyékolt rekeszre osztjuk fel, és a középső rekeszben a bemeneti feszültség méréséhez szükséges germánium-diódát és szűrőeszközöket külön helyezzük el, hogy a hídkapcsolás elemeitől árnyékolva legyenek. A 100 Ω-os potenciométer indukciómentes tömör ellenállást tartalmaz. Ezt is ugyanolyan elvek szerint építjük be a készülékbe, mint az antennaszkóp potenciométerét. A nem változtatható R_1, R_2 ellenállásoknak teljesen egyformáknak kell lenniök, értékük azonban 40 és 80 Ω között tetszés szerinti



31.27. ábra. A match maker

lehet. Induktivitásmentességet és 1 W terhelhetőséget követelhetünk meg tőlük. A műszer R_4 és R_5 előtétellenállásai normális típusúak, értékük magától a műszertől függ. 0,1 mA végkitérésű Deprèz-műszerhez $R_4 = 15$, R_5 pedig 7,5 kΩ lehet. Figyeljük meg, hogy R_4 és R_5 aránya 2 : 1. CD_1 és CD_2 körülbelül 1000 pF kapacitású átvezetőkondenzátor, de ez a kapacitásérték nem kényes paraméter. A potenciométert egy pontosan jelző ellenállásmérő készülékkel hitelesítjük (de előbb leválasztjuk róla a germánium-diódákat). A mért értékeket egy jól áttekinthető skálán tíz ohmonként jelöljük be.

A készülék elkészítése után a beállítás és a működés ellenőrzése következik. Ehhez először egy ismert értékű (pl. 60 Ω-os), indukciómentes ellenállással zárjuk le a H_2 kimenetet (a vizsgálandó ellenállás csatlakozási helyét). A műszer átkapcsolóját BEMENET helyzetbe állítjuk. A készülék bemenetére akkora nagyfrekvenciás áramot vezetünk, hogy a műszer mutatója a skála közepéig térjen ki. Ehhez körülbelül 0,2 W nagyfrekvenciás teljesítmény szükséges, és egy grid-dip elegendő hozzá. Most átkapcsoljuk a műszert HÍD helyzetbe, és úgy állítjuk be a potenciométert, hogy egyensúlyban legyen a híd (nullára csökkenjen a feszültség). A potenciométer skáláján leolvasott értéknek pontosan meg kell egyeznie a vizsgált ellenállással. Ezt az ellenőrző vizsgálatot különböző tápfrekvenciákon és különböző lezáróellenállásokkal többször is elvégezhetjük. Utána leválasztjuk a lezáróellenállást, és szabadon hagyjuk a vizsgálandó ellenállás bekötésére használatos kapcsokat. Nagyfrekvenciával tápláljuk a készüléket oly módon, hogy „Bemenet" helyzetben a mérőműszer mutatója megint a skála közepén álljon. Átkapcsolunk a „Híd" helyzetbe, és most teljes kitérést kell kapnunk a műszeren (az előtétellenállások 2 : 1 arányban állnak egymással).

Ha nem kapunk teljes kitérést, addig változtatjuk az R_5 ellenállást, amíg teljesen ki nem tér a mutató. Ezt a beállítást a H_2 kimenet rövidrezárásával is elvégezzük. Ugyanazzal a bemeneti feszültséggel most is azt kell tapasztalnunk, hogy a műszer mutatója a „Híd" helyzetben teljesen kitér, a „Bemenet" helyzetben pedig csak félig tér ki. Ha nem ezt tapasztaljuk, az R_1, R_2 ellenállások nem pontosan egyenlők egymással. Most már rátérhetünk a hitelesítésre, hogy a műszer kitérése közvetlenül az állóhullámarányt, vagyis az s hullámossági tényezőt adja meg.

A potenciométert 60 Ω-ra állítjuk, és egy indukciómentes, 60 Ω-os ellenállással lezárjuk a B_2 kimenetet. A nagyfrekvenciás tápfeszültséget úgy állítjuk be, hogy „Bemenet" helyzetben a skála feléig térjen ki a mutató. Most átkapcsolunk „Híd" helyzetbe, és a mutatónak vissza kell térnie az $s = 1$ hullámossági tényezőnek (1 : 1 állóhullámaránynak) megfelelő nullára. Ezután sorra különböző, de ismert értékű ellenállásokkal zárjuk le a H_2 kimenetet, az átkapcsolót „Híd" helyzetbe hozzuk, és feljegyezzük az egyes ellenállásokkal kapott kitéréseket. A bemeneti feszültségnek közben állandó értéken kell maradnia, és nem szabad megváltoztatnunk a potenciométer beállítását sem. Ha például 120 Ω a lezáróellenállás, a mutatóval jelzett skálaosztás 2 : 1 állóhullámaránynak (120 Ω : 60 Ω) felel meg; 240 Ω lezáróellenállással $s = 4$ hullámossági tényezőt kapunk stb. Elég sok lezáróellenállás megvizsgálása után a mért értékek alapján pontosan felrajzolhatjuk a hitelesítési görbét. Azt is megtehetjük egyébként, hogy közvetlenül a műszer skálájára írjuk rá az s hullámossági tényező értékeit. A gyakorlati mérések során megfogadjuk a következő tanácsokat:

a) A potenciométert mindig a kérdéses koaxiális kábel hullámellenállásával megegyező ellenállásértékre kell beállítanunk.

b) A bemeneti feszültséget („Bemenet" helyzetben) minden egyes mérés előtt úgy állítsuk be, hogy a műszer mutatója a skálának pontosan a közepére álljon be.

c) Az antennamérések során a tápfrekvencia egyezzék meg a vizsgált antenna rezonanciafrekvenciájával.

A match maker helyes felhasználásával a rövidhullámok tartományában kielégítő pontossággal oldhatunk meg minden illesztési feladatot.

31.5.3. Rögzített értékű mérőellenállással működő illesztésmérő hidak

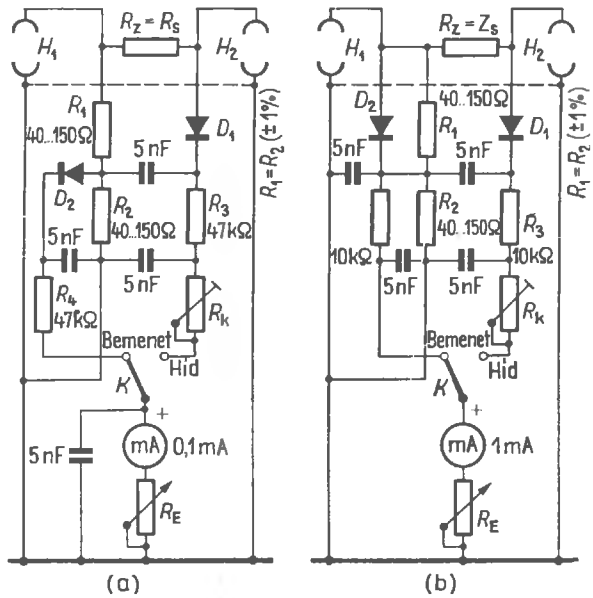
Az amatőr többnyire csak egyfajta kábelt, például 60 Ω hullámellenállású koaxiális kábelt használ fel adóantennáinak táplálására. Az ilyen esetekben egy rögzített értékű, indukciómentes ellenállással helyettesíthetjük a match maker potenciométerét, és olyan ellenállást keresünk ehhez, amely pontosan megegyezik a kérdéses kábel hullámellenállásával. Ezáltal persze kissé beszűkítjük a mérési lehetőségeket. Gondoljuk meg azonban, milyen nehéz szert tenni egy olyan potenciométerre, amely az ultrarövid hullámokon is tiszta rezisztenciaként működik. Nem változtatható, de

indukciómentes (ultrarövid hullámú) ellenállásokat azonban be lehet szerezni az üzletekben, és az ilyen ellenállással megnövelhetjük a készülék határfrekvenciáját.

A 31.28. ábrán példaként két olyan állóhullámmérő hidat mutatunk be, amelynek nem változtatható az R_z mérőellenállása. A tápvezeték Z_0 hullámellenállásától függően 50, 60, 70 vagy 75 Ω-os ez az ellenállás. Ezenkívül szűk tűrésű és kis induktivitású szénrétegellenállásra van szükség R_z helyén, a terhelhetőségnek általában nem kell 0,5 W-nál nagyobbnak lennie. A többi áramköri elemre és a beállításokra is értelemszerűen a match maker ismertetése során adott tanácsok érvényesek.

Az R_3 és R_4 ellenállások egyenlő értékűek, nem változtathatók, és a műszer előtétellenállásának a szerepét töltik be. Annál nagyobbak lehetnek, minél érzékenyebb a műszer. Nagy előtétellenállással lineárissá válik a feszültségmérés skálája, úgyhogy ebben az esetben nem kell a diódával együtt is hitelesíteni a műszert. Minden kapacitás helyen 5000 pF-os kerámia tárcsás kondenzátort használunk (egyébként azonban 1000 és 10 000 pF között bármilyen kapacitású érték megfelel). Az R_k utánállító ellenállásra csak az első beállítás során van szükség. Az ellenállásérték itt körülbelül 1 kΩ. R_E az érzékenységszabályozó ellenállás, és nagysága attól függ, hogy mekkora a mérőműszer belső ellenállása. A szaggatott vonallal berajzolt árnyékolás azt jelenti, hogy az R_z mérőellenállást külön árnyékolóburába kell helyezni, és lehetőleg ennél rövidebb kivezetésekkel kell H_1 és H_2 közé beforrasztani.

Először még üresen hagyjuk a H_2 hüvelyt, és a H_1 hüvelyen keresztül nagyfrekvenciás árammal tápláljuk a hidat. Az átkapcsolót „Bemenet" helyzetbe állítjuk, és az R_E érzékenységszabályozót úgy forgatjuk el, hogy pontosan a skála végéig térjen ki a mutató. Ha most átkapcsolunk „Híd" helyzetbe, továbbra is teljes kitérést kell mutatnia a műszernek. Sokszor nem ezt tapasztaljuk, és ekkor az R_k korrekciós trimmert kell megfelelően beállítanunk. Ezt a trimmert úgy szabályozzuk, hogy teljes kitérést kapjunk, amikor üresen hagyjuk a H_2 csatlakozóhüvelyt. Utána visszakapcsolunk „Bemenet" helyzetbe, és rövidrezárjuk a H_2 hüvely érintkezőit, és ha szükséges, az R_E ellenállással újra teljes kitérésre állítjuk be a műszer mutatóját. A „Híd" helyzetbe átkapcsolt műszerrel is teljes kitérést kell kapnunk; ha nem ez a helyzet, R_1 és R_2 nem pontosan egyenlő egymással, vagy szórt csatolások vannak a hídágak között. Ezt a beállítást több tápfrekvenciával kell elvégeznünk, de legalábbis a legnagyobb és a legkisebb üzemi frekvencián (azon a tartományon, például a 80 vagy a 10 m-es sávon belül, amelyben használni akarjuk majd a készüléket). Az eredményekből következtethetünk az esetleges hibák-



31.28. ábra. Rögzített mérőellenállásos hídkapcsolások

ra. Ha például R_1 és R_2 nem elég pontosan egyenlő egymással, maga a híd viszont kifogástalan felépítésű, a hibás kitérés minden frekvencián pontosan ugyanaz marad. Ha viszont a különböző frekvenciákon különböző értékeket kapunk, feltételezhetően kedvezőtlenül rendeztük el a hídkapcsolás alkatrészeit, és ebből a helytelen szerelésből szórt induktivitások és szórt kapacitások származnak.

A nagyfrekvenciás mérőhidak szerkezeti felépítésében a következő általános érvényességű szabályokat kövessük:

a) A hídkapcsolás nagyfrekvenciás ágában minél rövidebbek legyenek a kivezetések az egyes alkatrészeken.

b) Az R_z, R_1 és R_2 ellenállásokat úgy kell felszerelni, hogy a szomszédos fémalkatrészektől számított távolságuk ne legyen kisebb saját átmérőjük kétszeresénél.

c) A nagyfrekvenciás ágban úgy helyezzük el az alkatrészeket, hogy induktív vagy kapacitív csatolások útján lehetőleg minél kisebb mértékben befolyásolhassák egymást.

A híd egyensúlyának vizsgálatához — mint általában a hídmérésekhez — az alaphelyzetből indulunk ki, vagyis a H_2 hüvelyt üresen hagyjuk, és az R_e ellenállást úgy állítjuk be, hogy az átkapcsoló mindkét helyzetében pontosan a skála végéig térjen ki a műszer mutatója. Most bekötjük H_z helyén az R_z értékének pontosan megfelelő lezáróellenállást. „Bemenet" helyzetben teljes kitérést kell kapnunk (szükség esetén utánállítjuk az R_E ellenállást). Ha átkapcsolunk most a „Híd" helyzetbe, a mutatónak vissza kell térnie nullára. Ha minden tápfrekvencián változatlanul ugyanakkora kitérés marad meg, R_z nem egészen pontosan egyezik meg a lezáróellenállással, ha viszont frekvenciafüggő nagyságú maradékkitérést észlelünk, nem eléggé elhanyagolható az R_z mérőellenállás induktivitása, vagy pedig szórt csatolások vannak az áramkörökben.

Ha a műszer kitérése arányos a nagyfrekvenciás feszültséggel, és ha a skálaosztás tíz egyenlő nagyságú feszültségintervallumnak felel meg, az s hullámossági tényezőt a már ismert módon úgy kapjuk meg, hogy az átkapcsoló „Híd" helyzetében skálaosztásban leolvassuk a műszer kitérését, és a 31.17. ábrán megkeressük az ennek a skálaosztásnak megfelelő s értéket.

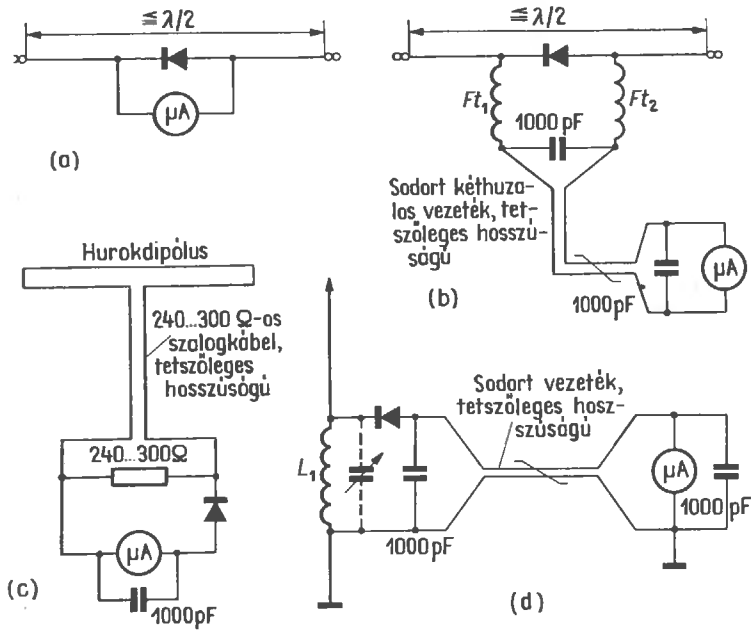
31.6. Térerősségjelző készülék

Az antennahangolások megkönnyítésére és az irányhatású antennák sugárzási diagramjának ellenőrzéséhez jól felhasználhatók az egyszerű térerősség-indikátorok. Segítségükkel elvégezhetjük egyes antennákon az utolsó simításokat.

A 31.29. ábrán néhány egyszerűbb jelzőkészülék kapcsolási rajzát láthatjuk. A 31.29.(a) ábra a legegyszerűbb változatot adja meg: az egyenes, félhullámú dipólust és közepén a lehetőleg érzékeny mikroampermérővel mint jelzőműszerrel párhuzamosan kapcsolt félvezető diódát. A mérődipólusnak nem kell feltétlenül $\lambda/2$ hosszúnak lennie; tetszés szerint rövidíthetjük, ezzel azonban rontjuk a műszer érzékenységét. Ha a vizsgálandó iránysugárzó vízszintes polarizációval sugároz, a mérődipólust is vízszintes helyzetben kell felállítanunk. Fzt a mérődipólust egyébként az adóantennától minél nagyobb távolságban és vele egyenlő magasságban szereljük fel. Ha az antenna a térerősségindikátor felé sugároz, kisebb vagy nagyobb kitérést kapunk a mérőműszeren. Magunk persze nem olvashatjuk le ezt a műszert, úgyhogy ezt a munkát egy segédszemélyre kell bíznunk, ami körülményessé és kényelmetlenné teszi a viszonyokat.

A 31.29.(b) ábra szerint külön is felállíthatjuk a műszert, és egy tetszés szerinti hosszúságú sodrott kéthuzalos vezeték vagy lapos kábel útján köthetjük össze a mérődipólussal. Ebben az esetben látótávolságon belül lehet a műszer, úgyhogy a hangolási munkák menetét közvetlenül megfigyelhetjük rajta. Ft_1 és Ft_2 az ultrarövid hullámokon egyszerű negyedhullámú fojtó. A rövidhullámok tartományában bármelyik sávban nagyfrekvenciás fojtótekercsek is megfelelnek, induktivitásuk 1 mH körül lehet, de meglehetősen tág határok között választhatjuk meg.

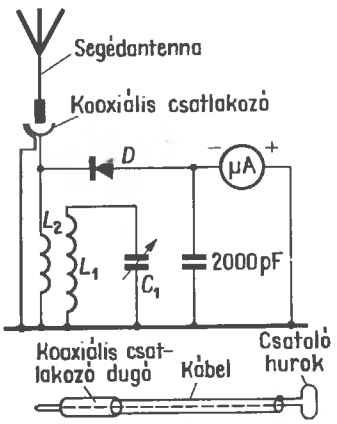
Hajlított dipólust a 31.29.(c) ábra szerinti elrendezésben használhatunk. A tetszés szerinti hosszúságú ultrarövid hullámú szalagkábelt úgy csatlakoztatjuk a hajlított dipólushoz, hogy megfelelő illesztés legyen a hullámellenállása és a dipólus talpponti ellenállása között. A szalagkábel végét egy 240...300 Ω-os ellenállással illesztve lezárjuk. A nagyfrekvenciás egyenirányítót ebben az esetben a tápvezeték talppontján helyezzük el. Ez az elrendezés az ultrarövid hullámok tartományában jól használható, a rövidhullámú sávokban viszont alkalmazását akadályozza a viszonylag nagy méretű dipólus.



31.29. ábra. Térerősségjelző készülék

Kifejezetten a rövidhullámokra alkalmas a 31.29.(d) ábra szerinti térerősségindikátor. Itt egy rövid segédantenna veszi fel a nagyfrekvenciát. Az L_1 nagyfrekvenciás fojtótekercsen létrejövő nagyfrekvenciás feszültséget egy germánium-dióddával egyenirányítjuk, majd egy tetszés szerinti hosszúságú kéthuzalos vezetékkel (sodrott terepkábellel, csengővezetékkel stb.) a műszerhez vezetjük. Az egész elrendezést egyoldalasan lehet földelni. Nagyobb érzékenységet úgy érhetünk el, hogy az L_1 tekercscsel párhuzamosan kapcsolunk egy C forgókondenzátort (amelyet az ábrán szaggatott vonallal rajzoltunk be), vagyis párhuzamos rezgőkörré egészítjük ki a tekercset. A hangolási tartománynak magába kell foglalnia a mérendő frekvenciát, és frekvenciaváltáskor utána kell hangolni a rezgőkört. A minden kivitelezési esetben megtalálható félvezető diódák bármelyik nagyfrekvenciás típusból vehetők. A mérőműszerre nincsenek különlegesebb követelmények, de teljes kitérése ne legyen nagyobb 0,5 mA-nél. Az egyszerű készülékekkel viszonylagos térerősségméréseket végezhetünk, felvehetjük az elforgatható iránysugárzók hozzávetőleges iránydiagramját, durván meghatározhatjuk a hátrasugárzási csillapítást.

Egyes esetekben szelektív térerősségjelzőkre van szükség, vagyis olyan készülékekre, amelyek csak akkor jelzik a térerősséget, ha a kérdéses frekvenciára hangoljuk őket. Ezek a készülékek egyesítik magukban a térerősségjelzőt és a hullámmérőt. Ennek a követelménynek például az ismert antennavizsgáló készülékek is eleget tesznek. Az amatőr kezében még a térerősségjelzővel egybeépített egészen egyszerű abszorpciós hullámmérő is (31.30. ábra) teljes értékű mérőeszköz, pedig aránylag kicsi az érzékenysége. L_1 és C_1 itt változtatható párhuzamos rezgőkört alkot. E rezgőkörnek minél szelektívebbnek kell lennie, ezért sem a



31.30. ábra. Szelektív térerősségjelző készülék

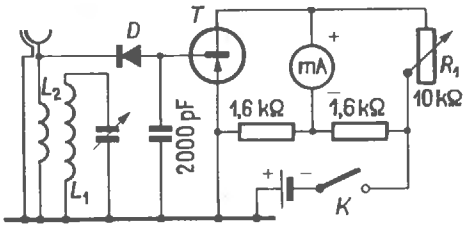
segédantennának, sem pedig a diódának nem szabad erősebben csillapítania. Ezért van szükség a kis csatolótekercsre (L_2), amelyet lazán csatolunk az L_1—C_1 rezgőkörhöz. A segédantennával felvett nagyfrekvenciát — ha nagy a térerősség — közvetlenül is jelzi a műszer, nem is kell ehhez az adó frekvenciájára hangolni az L_1—C_1 rezgőkört. Ha azonban elvégezzük a rezonanciának megfelelő utánállítást, határozott maximumot kapunk a műszeren.

A kisebb térerősségekre csak akkor reagál a műszer, ha előbb ráhangoltuk a rezgőkört az adó frekvenciájára. A grid-diphez hasonlóan itt is használhatunk dugaszolható tekercset, hogy minden szükséges tartományt átfoghassunk. C_1 helyén egy körülbelül 50 pF végkapacitású forgókondenzátort használunk, a skáláját közvetlenül frekvenciában hitelesíthetjük. A dugaszolható tekercsek méretezéséhez a 31.1. és a 31.2. táblázatban kapunk támpontokat. A mutatós műszer lengőtekercses lehet, végkitérése legfeljebb 1 mA legyen.

A készülék sokoldalúan használható. Ha például egy darab koaxiális kábelt szerelünk a segédantenna helyére, és a kábel végéhez egy csatolótekercset csatlakoztatunk, ezzel a tekerccsel letapogathatjuk az adó belsejében az egyes fokozatokat, és felkutathatjuk vele a zavaró sugárzások helyét. Az adócsövek neutralizálásában is jó szolgálatot tesz a szelektív térerősségjelző. A nullapotenciál és a mérőműszer közé beiktatott fejhallgató révén detektoros vevőhöz jutunk, és lehallgathatjuk vele (mint monitorral) saját adónk modulációját.

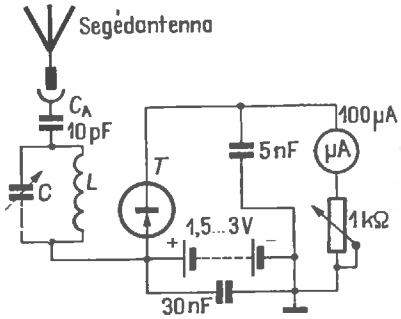
A nagyfrekvenciás feszültség jelzése nemlineáris jellegű, hanem közel négyzetes. Nagymértékben linearizálhatjuk azonban, ha nagyon érzékeny műszert használunk, és ennek megfelelően nagy előtétellenállást (körülbelül 10 kΩ-ot) kötünk eléje.

Egy egyfokozatú tranzisztoros, egyenáramú erősítő hozzákapcsolásával jelentős mértékben fokozhatjuk a szelektív térerősségjelző érzékenységét. Ilyen kapcsolást láthatunk a 31.31. ábrán. A tranzisztor — adataitól függően — körülbelül tízszeres áramerősítést szolgáltat. Ily módon olcsó és robosztus műszereket is felhasználhatunk. A tranzisztorra nincsenek különlegesebb követelményeink, majdnem minden kisfrekvenciás típus megfelel itt. A D félvezető diódával egyenirányított feszültség a tranzisztor bázisára jut. A kollektoráramot a hídba kapcsolt R_1 úgy kompenzálja, hogy amíg nincs jel, a műszer mutatója a nullán áll. A nullabeállítást gyakrabban el kell végezni, ugyanis a tranzisztor maradékárama érzékeny a hőmérséklet ingadozásaira.



31.31. ábra. Szelektív térerősségjelző készülék tranzisztoros egyenáramú erősítővel

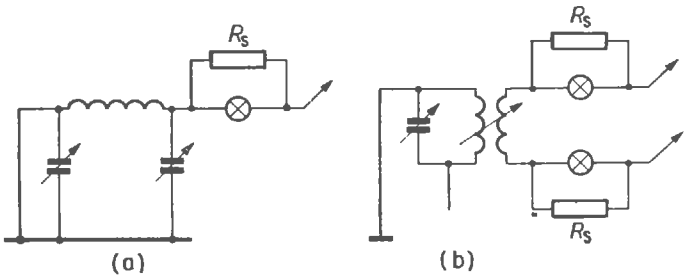
A 31.32. ábra szerinti kapcsolásban nagyobb határfrekvenciájú tranzisztorra van szükség. A GF 121 típust válasszuk, vagy olyan nagyfrekvenciás tranzisztort szerezzünk, amelynek lehetőleg minél kisebb a kollektorköri maradékárama, hogy a 2 m-es sávban is végezhessünk méréseket. Az L—C rezgőkört az előírt munkafrekvenciának megfelelően kell méretezni. Hogy a tranzisztor kis bemeneti ellenállása ne nagyon csillapíthassa a rezgőkört, a tekercs „hidegvégének" közelében egy megcsapoláshoz csatlakoztatjuk a bázist. A segédantenna hosszát a hullámhossz és a várható térerősség szabja meg.



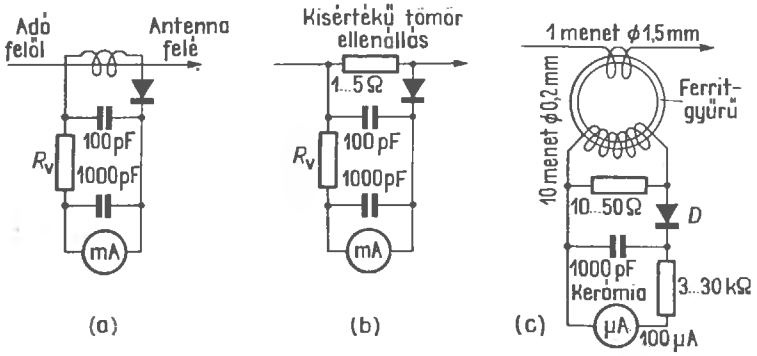
31.32. ábra. Szelektív térerősségjelző nagyfrekvenciás tranzisztorral

31.7. Egyszerű készülékek a nagyfrekvenciás áramok és feszültségek mérésére

Egyes esetekben — különösen olyankor, amikor hangolt tápvezetéket használunk — jó, ha meg tudjuk mérni az antennaáramot, esetleg az antennafeszültséget is. Az antennaáram meghatározá-



31.33. ábra. Izzólámpás indikátor:
(a) egyhuzalos tápvezetékhez; (b) kéthuzalos tápvezetékhez



31.34. ábra. Antennaáramot jelző készülékek:
(a) nagyfrekvenciás áramlevétel csatolóhurokkal; (b) a feszültségesés mérése kis értékű mérőellenálláson; (c) nagyfrekvenciás árammérő transzformátor (áramváltó)

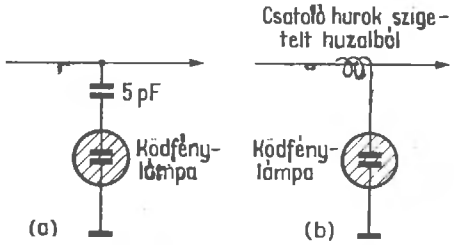
sára abszolút méréseket nagyon érzékeny forgótekercses műszerrel és hőkereszttel végezhetünk. Alkalmilag hődrótos műszerek is megfelelhetnek. Mindkettő azonban drága, ezenkívül pedig nagyon érzékeny a túlterhelésekre.

Mérései során az amatőr többnyire lemondhat az antennaáram abszolút értékének az ismeretéről, és beérheti olyan elrendezésekkel is, amelyek hangolás közben az antennaáram maximumát jelzik. A legegyszerűbb esetekben izzólámpákat (például skálalámpákat) iktatunk be az adó kimenete és a tápvezeték közé, és megfigyeljük, mikor világítanak a legerősebben ezek a lámpák, mert akkor a legnagyobb az antennaáram (31.33. ábra).

A párhuzamosan kapcsolt R_s ellenállások lesöntölik az izzólámpákat, bizonyos határokon belül megakadályozzák a kiégésüket, és egyúttal kissé csökkentik az izzószál káros induktivitását. A 31.33.(b) ábra szerint elrendezett lámpák alapján azt is megállapíthatjuk, eléggé szimmetrikus-e a két tápvezetékág gerjesztése (a két lámpának egyenletesen kell világítania).

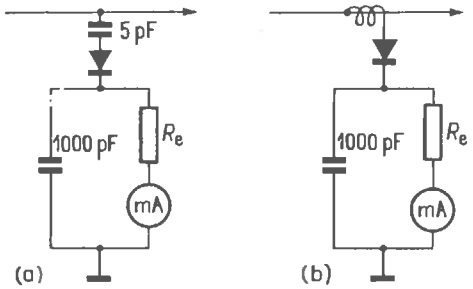
Az antennaáram jelzésére a 31.34. ábra szerint összeállított készülékek csak a tápvezeték csatolásának módjában különböznek egymástól. Az egyenirányításra minden szokásos nagyfrekvenciás félvezető dióda megfelel. Az ilyen áramváltó készülékek általában sokkal érzékenyebbek, mint az izzólámpás indikátorok.

Előnyösnek bizonyul a nagyfrekvenciás feszültség maximumainak és minimumainak a jelzésére is egy lehetőség. A ködfénylámpa jól használható feszültségindikátor. A 31.35. ábra szerint kapacitív csatolás útján kötjük össze a tápvezetékkel. Közepes adóteljesítmény esetén többnyire elegendő a tápvezeték kapacitív megközelítése



31.35. ábra. Nagyfrekvenciás feszültségjelző kapacitív csatolású ködfénylámpával

ahhoz, hogy felgyulladjon a parázslámpa. Igen érzékeny áramkört állíthatunk össze úgy, hogy a nagyfrekvenciás feszültséget egy félvezető diódával egyenirányítjuk, majd Deprèz-műszerrel mérjük (31.36. ábra). Az R_e előtétellenállás nagysága



31.36. ábra. Érzékeny nagyfrekvenciás feszültségjelző műszer

a műszer belső ellenállásától és az elérendő érzékenységtől függ. Ebben a mérőáramkörben csupa kerámia kondenzátort kell felhasználni. Rá kell mutatnunk még arra, hogy az antennakörben alkalmazott diódák hátrányos következménnyel járhatnak, ugyanis nemlineáris jelleggörbéjük miatt egyenirányítás közben megjelennek az üzemi frekvencia félhullámai is. Ezek a rezgések csatolás folytán az antennára juthatnak, és az antenna kisugározza őket. Végeredményben tehát ezek a diódák vételi zavarokat okozhatnak a rádió- és tv-vevőkben.

31.8. Műantennák

Az amatőrállomás fontos segédberendezései közé tartozik a műantenna. Legegyszerűbb alakjában tisztán rezisztív lezáróellenállásból áll, és úgy kell mérctezni, hogy jó ellenállásilleszték jöjjön létre. A például 60 Ω hullámellenállású energiavezetéket 60 Ω-os tiszta rezisztenciával kell lezárni; ebben az esetben jó az illesztés, nem keletkeznek állóhullámok, és a lezáróellenállás teljes egészében átalakítja hővé az energiát. Ha az antenna helyett ilyen terhelőellenállást csatlakoztatunk az energiavezetékhez, nem egészen kifogástalan módon műantennának nevezzük a kérdéses ellenállást.

A műantennát sokoldalúan lehet felhasználni. Nemcsak akkor van rá szükségünk, amikor behangoljuk az adónkat, hanem akkor is, amikor teljesítményt akarunk mérni, vagy amikor antennamérő készülékeket hitelesítünk. A műantenna terhelhetőségét az alkalmazási célnak megfelelően kell megállapítani: ha például műantennának használjuk, az adó teljes nagyfrekvenciás teljesítményét el kell nyelnie. Sajnos, az erre a célra gyártott, induktivitásmentes, ugyanakkor nagymértékben terhelhető ellenállások drágák, és általában nem is olyan könnyű a beszerzésük. Az amatőrgyakorlatban ezért csak arról lehet szó, hogy az üzletekben kapható szénrétegellenállásokból magunk állítunk össze magunknak műantennákat, de céljainknak ezek is teljesen megfelelhetnek.

A tekercselt huzalellenállások teljesen használhatatlanok erre a célra, olyan nagy az induktivitásuk. A csavarvonal mentén becsiszolt szénrétegellenállások csak feltételesen alkalmazhatók, főként ha több ilyen ellenállást párhuzamosan kapcsolunk. Ennél jobbak a sima rétegellenállások. A legkedvezőbbek a tömör ellenállások, elsősorban a bórszénellenállások.

Az ellenállások káros induktivitása annál kevésbé érvényesül, minél több ellenállást kapcsolunk egymással párhuzamosan, ugyanakkor viszont a terhelhetőség összegeződik. Megjegyezzük azonban, hogy a párhuzamos kapcsolásban összeadódnak az egyes ellenállásokon jelentkező káros kapacitások is. Szükség esetén ezt az eredő kapacitást mindenesetre kompenzálni tudjuk egy megfelelő induktivitással.

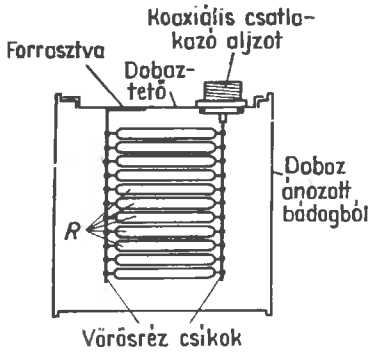
A legprimitívebb, de az amatőrgyakorlatban gyakori műantenna izzólámpákat tartalmaz. Ezeket a lámpákat lehetőleg minél rövidebb vezetékekkel az adó végfokozatához csatlakoztatjuk. Rezisztív lezárásról ebben az esetben nem lehet szó, ezenkívül igen nagy mértékben hőmérsékletfüggő is a fémszálas izzólámpák ellenállása. A hideg-ellenállás úgy aránylik a melegellenálláshoz, mint 1 a 10-hez vagy a 15-höz! A szénszálas lámpák annyiban kedvezőbbek, hogy durván véve csak 1 : 2 arányban változik az ellenállásuk.

Régi, kiszuperált gépekből gyakran kitermelhetünk maguknak sok egyforma rétegellenállást. A 0,5 W-nál nagyobb terhelhetőségű, legfeljebb 3 kΩ körüli ellenállásokból jól használható műantennát készíthetünk magunknak.

Minthogy a műantennát mindig koaxiális vezetékekhez használjuk, a teljes ellenállásnak főképpen 60 Ω-nak, ritkább esetekben 50, 70 vagy 75 Ω-nak kell lennie. Ha például sok 1,5 kΩ-os, egyenként 1 W-tal terhelhető ellenállásunk van, a 60 Ω eredő ellenállás eléréséhez huszonöt ilyen ellenál-

lást kell párhuzamosan kapcsolnunk (1500 : 60 = = 25), és a terhelhetőség ebben az esetben 25 W lesz. Ha kisebb értékű (például 150 Ω-os és 2 W-os) ellenállásaink vannak, soros és párhuzamos kapcsolással segíthetünk magunkon. Például két-két ellenállást sorbakapcsolunk (300 Ω), és öt ilyen soros kapcsolást párhuzamosan kapcsolunk. Így az eredő ellenállás 60 Ω (300 : 5 = 60), a teljes terhelhetőség pedig 10 · 2 W = 20 W.

A rányomható fedelű fehérbádog dobozokból (például kiürített festékes bádogokból) jó árnyékolást készíthetünk a házi eszközökkel összeállított műantennákhoz. Az egész ellenállásszerelvényt a koaxiális csatlakozóhüvellyel együtt a 31.37. ábra

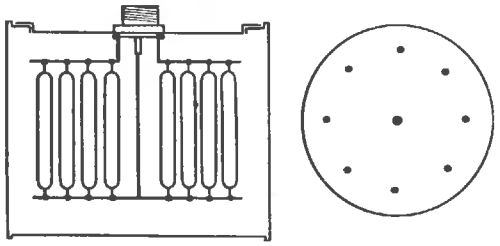


31.37. ábra. Műantenna jól zárható bádogdobozban

szerint rászereljük a bádogdoboz benyomható fedelére. A koaxiális csatlakozóhüvely külső vezetőjét összeforrasztjuk a fedél fémanyagával, a belső vezetőt meghosszabbítjuk egy rézszalaggal, ebbe a szalagba a felületen egyenletesen elosztva lyukakat fúrunk, az egyes ellenállások kivezetéseit átfűzzük a lyukakon és beforrasztjuk. A szemben levő rézszalagnak stabilnak kell lennie, mert elsősorban erre támaszkodik az egész szerelvény. A fedél felé eső végét derékszögben behajlítjuk, és fémesen, tartósan összekötjük a közös testet képviselő fedéllel. E szalagon is készítünk furatokat az ellenállások kivezetésének befűzéséhez. Egyébként ezek az ellenállások a rajz mélységében is több réteget alkotnak, amit az ábrán nem lehetett megrajzolni.

Ennek a szerelési módnak megvan az a nagy előnye, hogy körülbelül a háromszorosára is megnövelhetjük így a műantenna terhelhetőségét, csak ki kell töltenünk a doboz belsejét transzformátorolajjal, de ha ilyen olajunk nincsen, szükségből a sűrűnfolyós motorolaj is megfelel. Az olajfürdő gyorsabban elvezeti a veszteségi hőt, tehát nagyobb mértékben terhelhetők az ellenállások.

Elektromosan valamivel kedvezőbb a 31.38. ábra szerinti elrendezés, mert jobban megfelel a



31.38. ábra. Műantenna nagyjából koaxiális felépítésben:
(a) metszeti rajz; (b) alsó csatlakozótárcsa (a belső vezeték lemeze)

koaxiális csatlakozásnak. Ehhez is bádogdobozt használunk fel, de a koaxiális csatlakozóhüvelyt most középen szereljük rá a fedélre. A bekötendő ellenállások hosszának megfelelően meghosszabbítjuk a koaxiális csatlakozóhüvely belső vezetőjét, és a végéhez hozzáerősítjük a 31.38.(b) ábra szerinti körtárcsát. A belső vezető bekötési helyéhez képest koncentrikus kör mentén lyukakat fúrunk a fémtárcsába az ellenállások rögzítéséhez. Minthogy a koaxiális csatlakozóhüvely külső vezetője fémesen érintkezik a fémfedéllel, az ellenállások felső kivezetését közvetlenül ráforrasztjuk a fedélre. A rajz szerint még egy körtárcsát is elkészíthetünk, ebben azonban nagyobb lyukat vágunk ki középen, és itt nagy felület mentén összekötjük a koaxiális csatlakozóhüvely külső vezetőjével. Ehhez a tárcsához erősítjük az ellenállások felső kivezetését. A terhelhetőség megnövelésére ezt a műantennát is ki lehet tölteni transzformátorolajjal.

Ha az adót rezisztív ellenállású műantennával zártuk le, egy feszültségmérővel könnyen meghatározhatjuk a nagyfrekvenciás kimeneti teljesítményt. Egy diódás feszültségmérő nagyfrekvenciás tapintójával megmérjük a belső vezetőn az U feszültséget. Minthogy az R terhelőellenállást (a műantenna ellenállását) ismerjük, a

$$P = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} \qquad (31.5)$$

képlet alapján meghatározhatjuk a P teljesítményt. Ebben a képletben az U feszültséget effektív értékével kell behelyettesítenünk. Ha az U_{cs} csúcsfeszültséget mérjük, a mért értéket 0,707-del kell meg-

szoroznunk ahhoz, hogy megkapjuk belőle az effektív feszültséget. Egyszerűbb azonban ilyenkor inkább a

$$P = \frac{U_{cs}^2}{2R} \qquad (31.6)$$

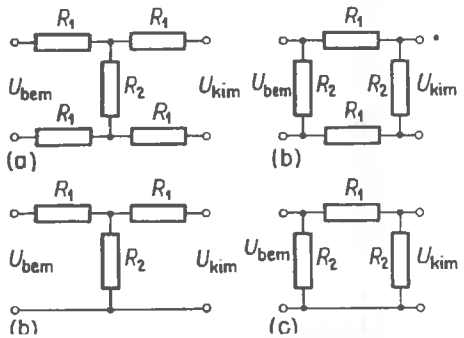
képletet alapul venni, mert ekkor közvetlenül a nagyfrekvenciás csúcsfeszültséget lehet behelyettesíteni. A teljes teljesítményt a felhullámokkal és a mellékhullámokkal együtt kapjuk itt meg. A felhullámok vagy mellékhullámok hányadát szelektív csővoltmérővel lehet külön is meghatározni.

31.9. Csillapítótagok (hitelesített vezeték)

Csillapítótagokra az amatőrgyakorlatban főként az antennák irányjelleggörbéjének felvételéhez, az antennanyereség meghatározásához és a térerősségek műszakilag kifogástalan összehasonlításához (vételi jelentések összeállításához) lehet szükség.

A csillapítótagokat mint passzív négypólusokat a mérendő tárgy (pl. antenna) és az indikátor (pl. vevő) közötti vezetékbe iktatjuk be. A csillapításértéket dB-ben szokás megadni, és átkapcsolással vagy folyamatosan többnyire szabályozni is lehet. Ebben az esetben hitelesített vezetéknek is nevezhetjük.

Alkalmazásuk célja szerint szimmetrikus és aszimmetrikus csillapítótagokat különböztetünk meg. A vezeték hullámellenállását és ezzel együtt illesztését nem szabad megzavarniok. Az egyszerű csillapítótagok legfeljebb csak 20 dB (10 : 1) értékig használhatók, mert az áthallási csillapítás annál kisebb, minél nagyobb a beállított csillapítás. Ha nagyobb csillapításértékekre van szükségünk, a megfelelően méretezett csillapítótagokból többet sorba kell kapcsolnunk. Az egyes tagok csillapításértéke ekkor a decibel-értékek szerint összeadódik.



31.39. ábra. Csillapítótagok:
(a) szimmetrikus T-kapcsolás; (b) aszimmetrikus T-kapcsolás; (c) szimmetrikus Π-kapcsolás; (d) aszimmetrikus Π-kapcsolás

Az összekapcsolás módja szerint T-kapcsolás [31.39.(a) ábra és 31.39.(b) ábra] és Π-kapcsolást [31.39.(c) ábra és 31.39.(d) ábra] különböztetünk meg. Hatásuk és anyagigényük szempontjából azonosak, általában azonban a Π-kapcsolás a gyakoribb. Az egyes ellenállásértékeket Kirchhoff-törvénye alapján számíthatjuk ki. A 31.39.(a) ábra szerinti, T-kapcsolású szimmetrikus csillapítótag R_1 és R_2 ellenállása:

$$R_1 = \frac{Z(a-1)}{2(a+1)}, \qquad (31.7)$$

illetve

$$R_2 = \frac{2Za}{a^2-1}, \qquad (31.8)$$

ahol Z a csillapítótag bemeneti és kimeneti ellenállása Ω-ban, a pedig a bemeneti és a kimeneti feszültség hányadosa (a gyengítési arány).

A 31.39.(c) ábra szerinti, Π-kapcsolású szimmetrikus csillapítótagot

$$R_1 = \frac{Z(a^2-1)}{4a} \qquad (31.9)$$

és

$$R_2 = \frac{Z(a+1)}{a-1} \qquad (31.10)$$

szerint méretezhetjük.

A 31.39.(b) ábra szerint aszimmetrikus T-kapcsolásra vonatkozólag

$$R_1 = \frac{Z(a-1)}{a+1}, \qquad (31.11)$$

R_2 pedig a (31.8) képlet alapján számítható.

A 31.39.(d) ábrán látható aszimmetrikus Π-kapcsolásban

$$R_1 = \frac{Z(a^2-1)}{2a}, \qquad (31.12)$$

R_2 értékére pedig a (31.10) képlet érvényes.

A csillapítótagok összeállítása során ügyeljünk a következő gyakorlati szabályok betartására:

— $^1/_4$, $^1/_8$ vagy $^1/_{10}$ W terhelhetőségű ellenállásokat használjunk fel. A tekercselt huzalellenállások nem jók erre a célra. A sapka nélküli rétegellenállásoknak különösen kicsi a kapacitásuk; a legjobban az ultrarövid hullámú rétegellenállások felelnek meg.

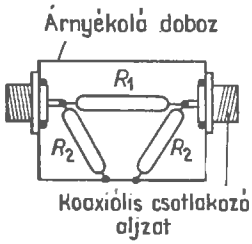
— Bekötőhuzalokat ne használjunk fel, lehetőleg magukat az ellenállásokat kapcsoljuk össze. Minden kis huzaldarab káros induktivitásokat és kapacitásokat idéz elő az áramkörökben. Ezért magukat a kivezetéseket is ennél rövidebbre kell venni a csillapítótagokon.
— Kerüljük a szerelési kapacitásokat, vagyis ügyeljünk arra, hogy egyáltalán nem vagy legfeljebb csak nagyon kis mértékben befolyásolhassák egymást az ellenállások. Ezért az ellenállások lehetőleg derékszöget zárjanak be egymással.

Az antennák hitelesítéséhez vagy összehasonlításához koaxiális vezetékekben csak aszimmetrikus csillapítótagokat érdemes alkalmazni, mert a belső vezető eredeti árnyékolása folytán viszonylag nagy áthallási csillapítást kapunk. Magát a csillapítótagot is árnyékolni kell.

A számítások során nagyon ritkán kapunk szabványos ellenállásértékeket, úgyhogy nagy mennyiségű ellenállásból kell megfelelő ellenállásmérő híddal kiválogatni a felhasználható példányokat. A nem szabványos ellenállások előállítására DM 2 AKD a következő eljárást ajánlja:

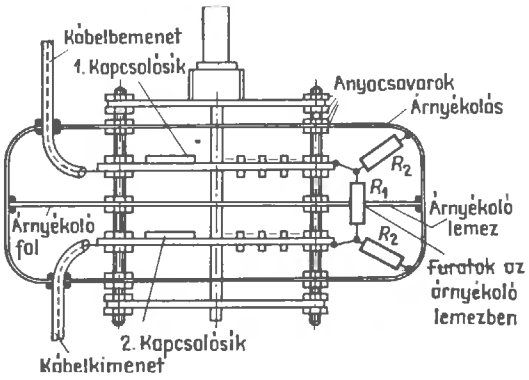
Kikeresünk egy olyan ellenállást, amelynek értéke valamivel kisebb a szükségesnél, és amelynek felületén nincs csavarvonalas beköszörülés, és egy köszörűkő élével axiális irányban kezdjük karcolni. Egy ellenállásmérő híddal folyamatosan követjük az ellenállásérték növekedését. Ha már közel vagyunk a kívánt értékhez, üvegszálakkal addig folytatjuk a finombeállítást, amíg el nem érjük célunkat, és utána bevonjuk valamilyen védőlakkal a karcolás helyét. A csavarvonalasan beköszörült ellenállásokon nem ajánlatos az axiális bekarcolás, hanem ehelyett inkább a meglevő csavarvonal alakú beköszörülést hosszabbítsuk a köszörűkővel.

A Π-kapcsolású, árnyékolt aszimmetrikus csillapítótagok [31.39.(d) ábra] szerkezeti felépítésére a 31.40. ábrán mutatunk be egy példát. Készítsünk



31.40. ábra. Példa a Π-kapcsolású aszimmetrikus csillapítótag elrendezésére

magunknak több, különböző csillapításértékű csillapítótagot, hogy sorbakapcsolásukkal tetszés szerinti csillapításokat állíthassunk össze, és a nagy csillapításokkal különösen nagy áthallási csillapítást érhessünk el.



31.41. ábra. Átkapcsolható csillapítótag

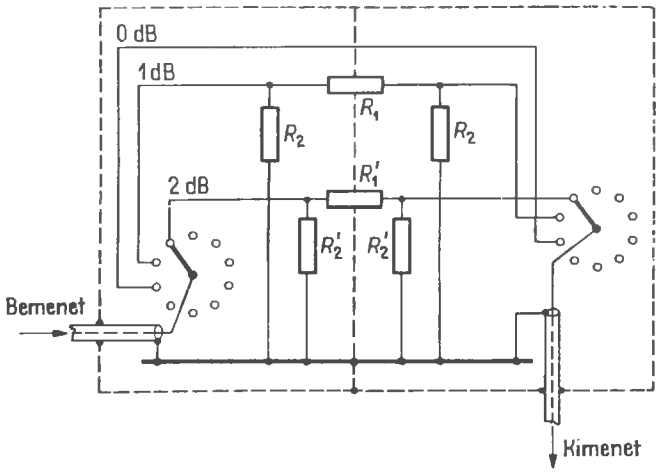
Nagyon praktikusak az átkapcsolható csillapítótagok. Ilyen például a 31.41. ábra szerinti is, és a hozzá tartozó kapcsolási rajzot a 31.42. ábrán láthatjuk. Egy kétsíkú, 8...12 helyzetű kerámiatárcsás forgókapcsolót úgy alakítunk át, hogy egy fémtárcsával árnyékolást létesítünk a két kapcsolási sík között. További árnyékolólemezeket is beszerelünk oly módon, hogy mindegyik kapcsolási sík külön árnyékolt kamrába kerüljön. A kettő közötti válaszfalon az érintkezőcsúcsok közelében furatokat készítünk az R_1 ellenállások átvezetésére. A két R_2 ellenállást a kamrán belül a lehető legrövidebb úton testeljük. A bevezető és a kivezető koaxiális kábelt az I., illetve II. kapcsolási sík elosztóérintkezőihez csatlakoztatjuk. A kábelek külső vezetőjét az érintkezőcsúcsok közelében úgy kötjük össze az árnyékolással, hogy minél nagyobb felületen létesíthessünk közöttük érintkezést.

A leggyakrabban előforduló $Z = 60\ \Omega$ hullámellenállásra vonatkozólag a 31.4. táblázatban megadjuk az 1...20 dB csillapításértékekhez a (31.12) és (31.10) képlet szerint kiszámított R_1 és R_2 ellenállásokat. Ezek az adatok kizárólag a 31.39.(d) ábra szerinti aszimmetrikus Π-kapcsolásra érvényesek, és egyaránt felhasználhatók akár a nem változtatható, akár a változtatható (átkapcsolható) csillapítótagokra.

Nagyon ügyesek az olyan szabályozható csillapítótagok, amelyekkel folyamatosan lehet változtatni a csillapításértéket. Egy szabályozótag alapcsillapítása 5 dB. Legnagyobb csillapítását a nagy-

frekvenciás tartományban, rövidhullámon általában nem lehet kihasználni, mert nem lehet annyira csatolásmentesíteni a be- és kimenetet, hogy elég nagy értéket érhessen el az áthallási csillapítás. A szabályozható csillapítótagok frekvenciafüggők, ezért a mindenkori üzemi frekvencián hitelesíteni kell őket.

A 31.43. ábra szerinti elrendezésben egyszerű áramkörökkel ellenőrizhetjük a nem változtatható és a változtatható (szabályozható) csillapítótagok csillapításértékét. Az U_{bem} bemeneti feszültséget (pl. 6,0 V-ot) egyenáramú feszültségforrásból vesszük, és feszültségmérővel ellenőrizzük. A csillapítótag $U_{k.m}$ kimenetét egy olyan R_z ellenállással



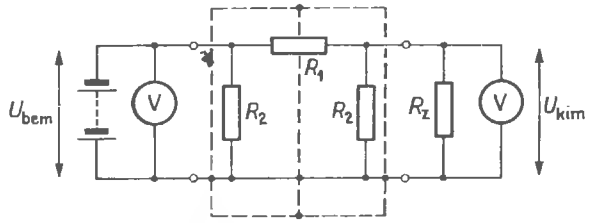
31.42. ábra. A 31.41. ábra szerinti átkapcsolható csillapítótag kapcsolási rajza (csak a 0 dB, 1 dB és 2 dB kapcsolási állásokat tüntettük fel)

31.4. táblázat. A 31.39.(d) ábra szerinti, Π-kapcsolású aszimmetrikus csillapítótagok R_1 és R_2 ellenállásának értéke 60 Ω hullámellenálláshoz

Arány, dB	$U_{bem}/U_{kim}=a$	R_1, Ω	R_2, Ω
1	1,122	6,9	1043
2	1,259	13,9	523
3	1,413	22	350
4	1,585	28,6	265
5	1,778	36,5	214
6	1,995	44,8	181
7	2,24	50	155
8	2,51	63,4	140
9	2,82	70	120
10	3,16	85	115
11	3,55	98	107
12	3,98	111,8	100,3
13	4,47	127,4	96,6
14	5,01	144	90
15	5,62	163,3	86
16	6,31	184,6	82,6
17	7,08	205,7	80
18	7,95	236	77
19	8,91	267	75
20	10,00	297	73,3

zárjuk le, amelynek meg kell egyeznie a csillapítótag Z_0 hullámellenállásával (pl. 60 Ω-mal). Az R_z ellenállással párhuzamosan kapcsolunk egy másik feszültségmérőt, hogy leolvashassuk róla a csillapítótaggal lecsökkentett U_{kim} feszültséget. Az $U_{bem}/U_{kim} = a$ hányadosból megtudhatjuk a dB-ben kifejezett csillapítást.

A 31.5. táblázatban közöljük a dB-ben kifejezett csillapítás függvényében az $U_{bem} = 6{,}0$ V mérési feszültséghez tartozó U_{kim} feszültségek névértékét. Más U_{bem} mérési feszültségekre a dB-ben kifejezett csillapításértékek mellett megadjuk a hozzá tartozó m tényezőt. A meghatározott csillapításnak megfelelő U_{kim} feszültséget úgy kapjuk meg, hogy ezzel az m tényezővel megszorozzuk az U_{bem} feszültséget. A mérési elrendezés és a táblázat a 31.39. ábrán megrajzolt csillapítótagok mindegyikére érvényes.



31.43. ábra. Mérőáramkör a csillapítótagok egyenfeszültségű ellenőrzésére

31.5. táblázat. U_{kim} névleges értéke a dB-ben kifejezett csillapítás függvényében, ha $U_{bem} = 6{,}0$ V (a mérés kapcsolási rajza a 31.43. ábra szerint)

Csillapítás	U_{bem} bemeneti feszültség	U_{kim} kimeneti feszültség	m tényező
dB	V	V	
0	6,0	6,0	1
1	6,0	5,35	0,891
2	6,0	4,77	0,795
3	6,0	4,25	0,708
4	6,0	3,79	0,631
5	6,0	3,37	0,562
6	6,0	3,01	0,501
7	6,0	2,68	0,447
8	6,0	2,39	0,398
9	6,0	2,13	0,355
10	6,0	1,90	0,316
11	6,0	1,69	0,282
12	6,0	1,51	0,251
13	6,0	1,34	0,224
14	6,0	1,20	0,200
15	6,0	1,07	0,178
16	6,0	0,95	0,158
17	6,0	0,85	0,141
18	6,0	0,76	0,126
19	6,0	0,67	0,112
20	6,0	0,60	0,100

32.

Antennamérések az amatőr-gyakorlatban

A technika hivatásos szakemberei igen pontos és ennek megfelelően nagy műszerezettséget igénylő antennaméréseket végeznek. A rádióamatőrnek is ellenőriznie kell antennáját a rendelkezésére álló egyszerű eszközökkel, hiszen ez az aránylag csekély munka mindig kifizetődik. A házilag elkészített mérőműszerek magától értetődően csak korlátozott területeken használhatók fel, és leolvasási pontosságuknak is természetesen megvan a hatása. Az amatőr-gyakorlatban azonban nem arról van szó, hogy abszolút értékben határozzuk meg a műszaki paramétereket, e helyett többnyire beérhetjük a viszonylagos értékeket szolgáltató mérésekkel is, mert ebből is megítélhetjük antennánk beállítási állapotát, és azt, hogy milyen irányban próbálkozzunk a működés megjavításával.

Majdnem minden korszerű illesztett antenna ma már koaxiális kábelen keresztül kapja a táplálást, úgyhogy a 31. fejezetben ennek a körülménynek a figyelembevételével ismertettük az illesztésmérő készülékeket. Ha mégis szimmetrikus tápvezetékkel volna dolgunk, egy félhullámú kerülővezeték vagy egy Guanella-transzformátor beiktatásával egyszerűen átalakíthatjuk a szimmetria- és impedanciaviszonyokat, és ily módon univerzálissá tehetjük mérőkészülékeinket.

A hangolt tápvezetékkel gerjesztett antennákhoz nincsen szükség különlegesebb mérőberendezésekre, mert az adóoldali hangolóelemek (antennacsatolók, Collins-szűrők) helyes alkalmazásával kényszerűen kialakul a szükséges antennarezonancia és -illesztés (lásd a 8.2. alfejezetet).

Illesztett antennaberendezésben csak állóhullámmérővel (reflektométerővel) állíthatjuk be a legkedvezőbb üzemi viszonyokat. Ha e műszer alapján nincsenek állóhullámok a vezetéken, felesleges minden további mérés, mert ez az illesztési állapot azt jelenti, hogy az antennavezeték rezonanciában van, és a talpponti ellenállással zártuk le, vagyis az üzemi viszonyok optimálisak. A 31. fejezetben ismertetett minden további mérő és indikáló elrendezés alapjában véve olyan kiegészítés, amelynek révén vagy szintén a legkisebb állóhullámarányt lehet beállítani, vagy más antennajellemzőket, például sávszélességet; vagy sugárzási tulajdonságokat tudunk meghatározni.

32.1. Az állóhullámok mérése reflektométerővel

A 31.2.2. pontban ismertetett reflektométerős kapcsolásoknak megvan az az előnyük, hogy a nagy frekvenciákon (például a 2 m-es sávban) is felhasználhatók az állóhullámarány kimutatására és mérésére, és mint üzemi mérőeszközök tartósan bennmaradhatnak a tápvezetékben. A reflektométerők lehetséges mérési hibáit a 31.2.1. pontban részletesen tárgyaltuk.

A reflektométerő valamivel körülményesebb az antenna első beállításához, mint például az antennascope, mert az illesztési hiba mértékén kívül semmit sem jelez. Nem árul el például semmit sem arra vonatkozólag, hogy az állóhullámok oka az antenna tápponti ellenállása és a tápkábel hullámellenállása közötti hibás illesztés-e vagy az antennarezonancia hiánya (induktív vagy kapacitív

meddőellenállás a táppontban). Ilyenkor azt tehetjük, hogy megpróbáljuk növelni vagy csökkenteni a frekvenciát, közben figyeljük az állóhullámmérő műszerének kitérését. Ha valamelyik elhangolási irányban csökken az állóhullámok aránya, feltételezhetően eltolódott az antenna rezonanciapontja, vagyis meddőösszetevők vannak a táppontban. Ha az antennavezeték túlságosan rövid, az adófrekvencia növelésével javul az állóhullámarány, ha pedig túlságosan hosszú, a frekvencia csökkentése javítja az állóhullámarányt. Ha viszont bármilyen irányban változtatjuk is a frekvenciát, semmilyen javulást nem tapasztalunk az állóhullámok arányában; ebből arra kell következtetni, hogy rezisztív ugyan az antenna tápponti ellenállása, de nem egyezik meg a tápkábel hullámellenállásával. Az állóhullámmérő műszerének kitéréséből megállapíthatjuk az illesztetlenség mértékét, irányát azonban nem. Ha például $s = 2$ állóhullámarányt mérünk egy 60 Ω-os tápvezetéken, az antenna táppönti ellenállása egyaránt lehet 30 Ω is (1 : 2), de 120 Ω is (2 : 1).

Ha reflektométerrel akarjuk behangolni az antennát, mindenekelőtt meg kell szüntetnünk a táppönti esetleges meddőösszetevőket, és csak utána próbálkozhatunk meg a pontos ellenállás-illesztéssel. Esetleg meg is kell ismételnünk az egész hangolási eljárást, mert az illesztési eszközök módosításával elhangolhatjuk az antennát is.

32.2. Nagyfrekvenciás hídkapcsolások az antennák mérési gyakorlatában

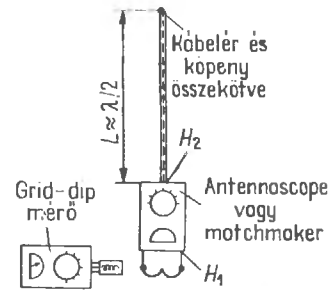
Az antennascope (31.5.1. pont) vagy match maker (31.5.2. pont) szerint kialakított hídkapcsolások alkalmazási lehetőségeik szempontjából sokoldalúbbak, mint a reflektométer, de a méteres hullámok tartományában problematikussá válik felépítésük és hitelesítésük.

A nagyfrekvenciás mérőhidak felhasználásához változtatható frekvenciájú generátor is szükséges; a nagyfrekvenciás teljesítménynek körülbelül 0,5 W-nak kell lennie. Az üzemi adó is megfelel erre a célra, ha 2 W körüli értékre tudjuk korlátozni kimenti teljesítményét. A többletteljesítményt terhelőellenállások vagy megfelelő izzólámpák vehetik fel (lásd a 31.8. alfejezetben). Az amatőrgyakorlatban általában a majdnem mindig kéznél levő grid dip mérő lehet a tápgenerátor (lásd a 31.1. alfejezetet). A tranzisztoros dipmérők nem használhatók erre a célra, mert kicsi a kivehető teljesítményük. Sokszor kifogásoljuk a grid-dip mérők frekvenciainstabilitását és ezzel kapcsolatban nem kielégítő leolvasási pontosságát, de a durvább mérések során ezek a tulajdonságok nem jönnek számításba. Egy kis türelemmel még pontosabb méréseket is végezhetünk vele, ha egy hitelesített amatőrvevővel követjük a frekvenciáját, és a vevő skáláján olvassuk le a beállított frekvenciaértéket.

32.2.1. A rezonanciahossz és a rövidülési tényező meghatározása tetszés szerinti nagyfrekvenciás vezetékeken

A félhullámú vezetékek pontos geometriai hossza és rövidülési tényezője közötti összefüggést az antennascope vagy a match maker felhasználásával a következőképpen határozhatjuk meg:

A mérendő vezetéknek egy nem túlságosan rövid darabkáját szabadon felfüggesztjük, és az egyik végén rövidrezárjuk. Nyitott végét a 32.1. ábra szerint összekötjük az antennascope H_2 vizs-



32.1. ábra. Mérési elrendezés a nagyfrekvenciás vezetékek rövidülési tényezőjének meghatározásához

gálati hüvelyével. Az antennascope H_1 bemeneti hüvelyét egy (mondjuk hárommenetes) tekercshez csatlakoztatjuk, és a tekercshez csatoljuk a grid-dip mérő tekercsét. Az antennascope potenciométere nullán áll (rövidzár). A grid-dip mérő csatolásának változtatásával hozzávetőlegesen a teljes kitérésre állítjuk be a hídműszert, majd a kisebb értékekből kiindulva óvatosan növelni kezdjük a grid-dip mérő frekvenciáját, és beállunk vele a híd első nullájára. E mérési frekvencián a vezeték hossza elektromosan most pontosan $\lambda/2$.

Egyszerű átszámítással ebből megkapjuk a vezeték rövidülési tényezőjét is, és e tényező felhasználásával most már kiszámíthatjuk minden más frekvenciára is a mechanikai vezetékhosszt.

Példa. Egy 3,30 m hosszú koaxiális kábelen 30 MHz mérési frekvenciával kapjuk meg az első hídkiegyenlítési nullát. A 30 MHz frekvenciának megfelelő hullámhossz 10 m, tehát $\lambda/2 = 5{,}00$ m. Ezekből az adatokból a rövidülési tényező:

$$v = \frac{\text{mechanikai hossz}}{\text{elektromos hossz}} = \frac{3{,}30}{5{,}00} = 0{,}66.$$

Minthogy a híd nemcsak $\lambda/2$ értékre egyenlítődik ki, hanem ennek minden többszörösére is, ellenőrzésül keressük még meg a második kiegyenlítési pontot is. Ennek 60 MHz-en kell bekövetkeznie, és ezen a frekvencián a vezeték elektromos hossza pontosan $\lambda/2$ lenne.

Hogy a frekvencia szempontjából valóban a legalsó nullahelyen végezzük el a mérést, előzetesen kiszámíthatjuk, nagyjából milyen frekvenciahatárok között kell bekövetkeznie a félhullámú rezonanciának. Ehhez a közelítő hosszmeghatározáshoz elegendő annyit tudnunk, hogy a v rövidülési tényező hozzávetőleges értéke általában a koaxiális kábelekre 0,66, a szalagvezetékekre 0,82, a nyitott kéthuzalos (levegődielektrikumú) vezetékekre pedig 0,95.

A félhullámú vezeték méretezésének helyességét az antennascope felhasználásával ellenőrizzük. A mérőhíd frekvenciáját beállítjuk a félhullámú vezeték meghatározásának megfelelő értékre, és a vezeték szabad végét lezárjuk valamilyen tetszés szerinti nagyságú, de indukciómentes ellenállással. Mindenesetre ügyeljünk arra, hogy a híd mérési tartományán belül legyen ez az ellenállás. A híd kiegyenlített állapotában a potenciométerről leolvasható ellenállásérték megegyezik a vezeték végén levő lezáróellenállással.

Gyakran van szükség pontosan behangolt negyedhullámú vezetékre. E vezetékdarab mechanikai hosszát is az antennascope vagy a match maker felhasználásával állíthatjuk be. A 32.1. ábra szerinti kapcsolást állítjuk össze, a mérendő vezeték szabad végét azonban most nem zárjuk rövidre, hanem nyitva hagyjuk. A potenciométert nullára állítjuk, és a legkisebb frekvenciából kiindulva újra megkeressük azt a frekvenciát, amelyen először kerül kiegyenlített állapotba a mérőhíd. E frekvencián a vezeték hossza pontosan $\lambda/4$. A nyitott végű vezeték vizsgálata során a ngyedhullámhossz páratlan számú többszöröseinek megfelelő közökben ($3\lambda/4$, $5\lambda/4$, $7\lambda/4$ stb.) értékekre mindig visszatér a mérőhíd kiegyenlített állapota.

Az antennascope negyedhullámú kerülővezeték beiktatásával lehetővé teszi e vezeték hullámellenállásának meghatározását is. Ehhez egy ismert nagyságú (például 100 Ω-os) indukciómentes ellenállással lezárjuk a $\lambda/4$ hosszúságú vezeték nyitott végét, és a potenciométerrel kiegyenlítjük a hidat. A leolvasott ellenállásérték a negyedhullámú vezeték Z_{bem} bemeneti ellenállásának felel meg, a Z_{kim} kimeneti ellenállást a lezáróellenállás képviseli. Az (5.31) egyenlet értelmében a negyedhullámú vezeték Z_0 hullámellenállása:

$$\sqrt{Z_{bem} Z_{kim}}.$$

Példa. Egy negyedhullámú vezetéket $Z_{kim} = 100\ \Omega$ ellenállással lezárunk. A mérőhíd potenciométerén leolvashatjuk a híd kiegyenlített állapotában a Z_{bem} szerint transzformált 36 Ω ellenállást.

Ezt az értéket behelyettesítjük az (5.31) egyenletbe, és azt kapjuk, hogy

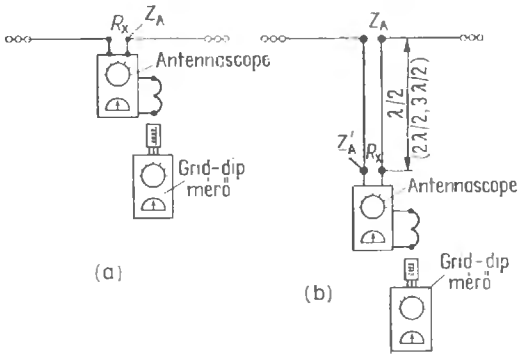
$$Z_0 = \sqrt{36 \cdot 100} = \sqrt{3600} = 60\ \Omega.$$

A negyedhullámú vezeték Z_0 hullámellenállása ezek szerint 60 Ω. Minthogy pedig a nagyfrekvenciás vezetékek hullámellenállása független a frekvenciától, eredményünk általában az ilyen típusú vezetékek mindegyikére érvényes.

Az ismertetett módon például hitelesíthetjük a 6.9. ábra szerinti változtatható negyedhullámú transzformátort, vagy ellenőrizhetjük a félhullámú kerülővezetékeket és egyéb transzformációs tagokat.

32.2.2. Az antennák bemeneti ellenállásának meghatározása

Az antennascope (match maker) R_x vizsgálati csatlakozóit a 32.2.(a) ábra szerint közvetlenül összekötjük az antenna Z_{kim} táppontjaival. Ha az antenna rezonanciafrekvenciája megegyezik a mérőhíd tápáramának frekvenciájával (a grid-dip mérő frekvenciájával), egyértelmű kiegyenlítési



32.2. ábra. Mérési elrendezés az antennák Z_A talpponti ellenállásának meghatározásához:
(a) közvetlen mérés; (b) mérés félhullámú hosszabbító vezetéken

pontot kapunk a mérőhídon. Ebben a kiegyenlített állapotban leolvassuk az antennascope potenciométerének ellenállásértékét, és ezzel meg is kaptuk az antenna talpponti ellenállását.

Ha nem lehet teljesen kiegyenlíteni a hidat, ez többnyire annak a jele, hogy meddőösszetevőt is tartalmaz az antenna táppontja; nem rezonál az antenna a tápfrekvencián. Ez esetben addig változtatgatjuk a hídfrekvenciát, míg határozott nullát nem kapunk. A híd tápgenerátorán beállított frekvencia ekkor az antenna tényleges rezonanciafrekvenciájának felel meg. Ha ez a frekvencia kívül esik a kívánt amatőrsávon, a sugárzó hosszának változtatásával helyesbítjük az előírt frekvencia szerint a rezonanciát. Az indikátor ehhez a beállításhoz az előírt frekvenciával táplált mérőhíd.

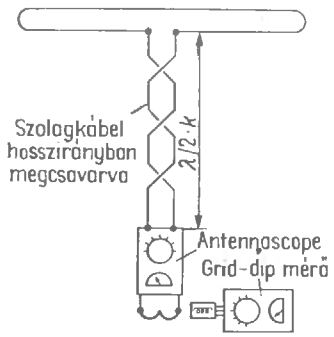
Sokszor nem lehet vagy legalábbis nagyon nehézkes munka magán az antennán elvégezni a mérést. Ilyenkor az segít, hogy a félhullámmal vagy a félhullám valamelyik egész számú többszörösével megegyező elektromos hosszúságú vezeték a bemeneti pontjaira kapcsolt ellenállást minden esetben 1 : 1 arányban transzformálja a kimeneti pontokra. Ebben a tekintetben a vezeték hullámellenállásának nincs különösebb jelentősége (hangolt vezetékek). Így tehát a 32.2.(b) ábra szerint beiktathatunk a sugárzó és a mérőkészülék közé egy tetszés szerinti hullámellenállású, félhullámú ($2\lambda/2$, $3\lambda/2$, $4\lambda/2$ stb. hosszúságú) vezetéket, és e vezeték másik végén ugyanazt a mérési eredményt fogjuk megkapni, mint amelyet az antenna talppontjában kapnánk. A félhullámú hosszabbító vezeték pontos mechanikai hosszát az előírt frekvencián előzőleg — a 32.2.1. pontban ismertetett módon — az antennascope felhasználásával mérjük meg.

Különösen a nagyobb frekvenciákon abban az esetben is hosszabbító vezeték útján ajánlatos elvégezni a mérést, ha egyébként könnyen hozzá lehet férni az antenna talppontjához. Ha ugyanis közvetlenül a talpponton végezzük a mérést, a mérőkészülékek és a mérendő tárgy nagy közelsége megváltoztathatja az antenna rezonanciafrekvenciáját.

A hídgenerátort induktív csatolással kell az antennascope bemenetéhez csatlakoztatni. Ha azt tapasztaljuk, hogy a leolvasható impedanciaérték a csatolás mértékében más és más, túlságosan szoros kapacitív csatolás is érvényesül. Ez esetben lazább csatolással segíthetünk a bajon, amennyiben egy kissé megváltoztatjuk a csatoló tekercsekhez képest a grid-dip mérő tekercsének helyzetét. Esetleg egy elektrosztatikus árnyékolású leválasztó transzformátort kell beiktatnunk a csatoló menetek közé.

A hídgenerátor és a mérőhíd között csak annyira kell szorosra venni a csatolást, hogy az antennascope R_x kapcsainak nyitott állpotában még éppen teljes kitérést kapjunk a mérőhíd műszerén. Ez egyúttal azt is jelenti, hogy annál lazább lehet a csatolás, minél érzékenyebb a mutatós műszer. A laza csatolásnak megvan az az előnye, is hogy a lehető legkisebb mértékben fog eltolódni a grid dip oszcillátorának frekvenciája.

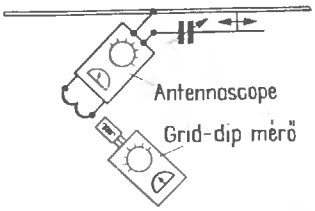
Minthogy az antennascope és a match maker aszimmetrikus felépítésű, a legjobb mérési eredményeket akkor kapjuk, ha a mérendő ellenállások is aszimmetrikusak. A nagyobb talpponti impedanciájú szimmetrikus antennatáppontokat ezért egy közbeiktatott félhullámú kerülővezetéken keresztül mérhetjük (7.6. ábra). Mivel azonban ez a szimmetriaátalakító egyúttal 4 : 1 arányban transzformál is, az antennascope műszerén leolvasott impedanciát meg kell szoroznunk 4-gyel, hogy az antenna tényleges (kerülővezeték nélküli) talpponti ellenállását megkapjuk. Ha nincsen szükség szimmetriaátalakítóra, a 32.3. ábra szerint egy félhullámú meghosszabbító szalagvezeték útján mérünk, de ezt a vezetéket a rajzon látható módon axiálisan többször elforgatjuk. Ez az axiális elcsavarás kissé enyhíti a szimmetriakülönbséget.



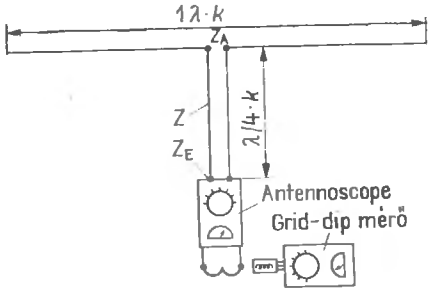
32.3. ábra. Tökéletesített mérési elrendezés axiálisan megsodrott szalagvezetékkel csatlakoztatott szimmetrikus antennákhoz

Ha az antenna táppontjához illesztő és transzformáló tagok csatlakoznak (pl. T-match, gamma- vagy omega-illesztés), az antennascope az ezzel a tagokkal létrehozott transzformált tápponti ellenállást fogja mérni. Gamma-illesztésű táplált an-

tennaelemre a 32.4. ábrán láthatunk egy mérési elrendezést. E kapcsolásban az antennascope alapján roppant egyszerűen lehet helyesen beállítani a gammatagot az impedancia előírt értékére. Az elrendezés értelemszerűen más illesztési tagokra is felhasználható.



32.4. ábra. Mérési elrendezés gamma-illesztésű sugárzóhoz



32.5. ábra. Nagy értékű talpponti ellenállás mérése negyedhullámú transzformáló vezetéken keresztül

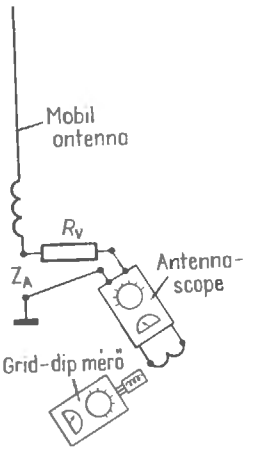
Nagy talpponti ellenállások — például egy egészhullámú dipóluson a tápponti impedancia — méréséhez általában nem elegendő az antennascope mérési tartománya. Ennek ellenére elvégezhetjük a mérést: A 32.5. ábra szerint egy ismert hullámellenállású negyedhullámú vezetéket csatlakoztatunk az antenna táppontjához, és e vezeték szabad végéhez csatlakoztatjuk az antennascope bemenetét. A méréssel a negyedhullámú vezeték Z_{bem} bemeneti ellenállását kapjuk meg, minthogy pedig e vezeték Z_0 hullámellenállását is ismerjük, az (5.31) egyenlet alapján kiszámíthatjuk az antenna Z_{kim} talpponti impedanciáját. A kérdéses egyenlet átalakított alakban:

$$Z_{kim} = \frac{Z^2}{Z_{bem}} \qquad (32.1)$$

Példa. Az antennascope felhasználásával előzőleg már kimért negyedhullámú vezetéket 240 Ω hullámellenállású ultrarövid hullámú szalagkábelből készítjük el. Az antennascope $Z_{bem} = 30$ Ω impedanciát mér. Ezt az értéket behelyettesítjük a (32.1) egyenletbe, és azt kapjuk, hogy a sugárzó talpponti impedanciája:

$$Z_{kim} = \frac{240^2}{30} = \frac{57\,600}{30} = 1920\ \Omega.$$

Az antennascope felhasználásával akkor is megmérhetjük a talpponti impedanciát, ha rendkívül kis értékekről (< 10 Ω), például mozgóállomási antennákról van szó. Azt is megtehetnők ilyenkor, hogy a 32.5. ábrának megfelelően közbeiktatunk egy negyedhullámú tápvonalas transzformátort, és a negyedhullámú vezetékdarabot 60 Ω-os koaxiális kábelből alakítjuk ki, nehogy túllépjük az antennascope mérési tartományának felső határát. Sokkal egyszerűbb azonban — mint a 32.6. ábrán egy mozgóantenna példáján láthatjuk — egy pontosan ismert R_v nagyságú, indukciómentes talppont ellenállást beiktatni az antenna táppontja és az antennascope közé.



32.6. ábra. Elrendezés nagyon kis talpponti ellenállás méréséhez

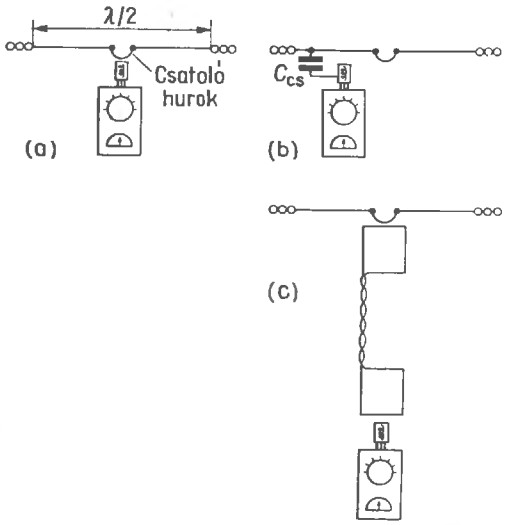
Ez esetben R_v és Z_{kim} soros kapcsolásának $R_v + Z_{kim}$ eredőjét fogja mérni az antennascope. Az eredményből kivonjuk az ismert R_v ellenállást, és eredményül megkapjuk az antenna Z_{kim} talpponti ellenállását.

32.3. Rezonanciamérések a grid-dip mérő felhasználásával

Az antennák rezonanciafrekvenciájának meghatározására az előző fejezetben egy olyan módszert ismertettünk, amely műszakilag teljesen kifogástalan, és amelynek alapján egyúttal az an-

tenna sávszélességére is következtethetünk. Gyors, de kevésbé pontos rezonanciaméréshez egy grid-dip mérő is elegendő. Ez utóbbi módszert nem is kerülhetjük meg olyankor, amikor például egy rövidhullámú Yagi-antenna reflektorának és direktorának saját rezonanciafrekvenciáját kell meghatározni.

A koncentrált áramköri elemekből (tekercsből és kondenzátorból) összeállított rezgőkörökkel ellentétben az antenna rezonanciafrekvenciájának grid-dip mérővel való mérései során az alaphullám felharmonikusain is kapunk rácsáramot. A széles frekvenciasávú antennákat nem is lehet grid-dip mérővel mérni, mert nem kapunk határozott rezonanciaminimumot a műszeren. Gyakorlati okokból azonban általában le is mondunk a széles sávú antennák rezonanciaméréséről. Ha viszont mégis szükség volna rá, a széles sávú rendszerekre is alkalmazható antennascope-os méréshez folyamodunk.



32.7. ábra. A grid-dip mérő csatolása az antennavezetékhez:
(a) közvetlen csatolás az árammaximum helyén; (b) kapacitív feszültségcsatolás; (c) induktív csatolás összekötő vezetéken keresztül

A rezonanciafrekvencia méréséhez le kell választani a tápvezetéket az antennáról. Az antenna tápponti kapcsait a 32.7.(a) ábra szerint egy rövid huzaldarabbal rövidrezárjuk, és a grid-dip mérő tekercsét az antennavezető árammaximumának a helyén ehhez a hurokszerű huzaldarabhoz csatoljuk. Az árammaximum mindig $\lambda/4$ távolságra van a hangolt antenna végétől, a félhullámú dipólusban tehát pontosan középen van.

Ha kivételesen nagy feszültségmaximum helyén kell mérni a rezonanciát, a 32.7.(b) ábra szerint egy kis kapacitású C_{cs} csatolókondenzátoron keresztül közvetlenül összekötjük a grid-dip mérőt az antenna vezetőjével. Ekkor azonban figyelembe kell vennünk a csatolókondenzátor hatását is: minél kisebb a C_{cs} kapacitás, annál kisebb mértékű az antenna elhangolódása.

A mérendő tárgy által előidézett elhangolódás mértékének csökkentésére a 32.7.(c) ábra szerint egy összekötő vezeték közvetítésével csatlakozhat a grid-dip az antenna vezetőjéhez. Ez a linkvezeték egy darab ultrarövid hullámú szalagkábelből vagy egy összesodrott kéthuzalos vezetékből készíthető el, és mindkét végéhez egy-egy kis (mondjuk hárommenetes) csatolótekercset kell csatlakoztatni.

Először nagyon szorosra vesszük a csatolást, és megállapítjuk a frekvencia közelítő értékét. Ezután olyan lazán csatolunk, hogy még éppen megfigyelhessünk egy kis rezonanciahelyet a grid-dip mérő műszerén. A most megállapított frekvenciát a leolvasási pontosság határain belül nagyjából helyes értéknek tekinthetjük. Pontosabb mérési eredményeket úgy kaphatunk, hogy egy gondosan hitelesített vevővel lehallgatjuk a grid-dip mérő rezgését, és a rezonancia elérése pillanatában leolvassuk a vevőn a kérdéses frekvenciát.

32.4. Az irányhatású antennák méréstechnikai ellenőrző vizsgálata

Végleges üzembe helyezésük előtt már az egyszerű félhullámú dipólusokon is ellenőrizni kellene a rezonanciafrekvenciát és az illesztést, de még fontosabb az irányhatású antennákon ennek az ellenőrzésnek az elvégzése. Aki annyit költött már például egy rövidhullámú Yagi-antenna megépítésére, annak nem szabad visszariadnia attól a gondolattól sem, hogy *a végleges felállítási helyen is felül kell vizsgálni a sugárzási tulajdonságokat.* A különböző felállítási magasságok, a felállítási hely szerint más és más antennakörnyezet és a talajviszonyok hatásának együttes figyelembevételére nincs receptünk. Elsősorban a rövidhullámú sugárzókra áll ez fenn, mert ezek az antennák rezonáns hullámhosszukhoz képest majdnem mindig nagyon közel vannak a talajhoz és a környezeti tereptárgyakhoz, akadályokhoz is. Ennek következtében annyira megváltozhatnak a sugárzási tulajdonságok, hogy bonyolultsága miatt át se

tekinthetjük a képet, csak a megfelelő mérésekkel tisztázhatjuk a viszonyokat és csak céltudatos behangolásokkal küszöbölhetjük ki a hibákat. Hogy a 31. fejezetben ismertetett mérőkészülékekkel hogyan lehet a legcélszerűbben végrehajtani ezt a beállítást, a következőkben egy rövidhullámú Yagi-antenna példáján fogjuk bemutatni. Megállapításainkat értelemszerűen más antennafajtákra is fel lehet használni.

Mindenekelőtt leválasztjuk a sugárzóról a tápvezetéket, egy kis csatolóhurokkal rövidrezárjuk a táppontokat [lásd a 32.7.(a) ábrát], és a grid-dip mérővel megmérjük a rezonanciafrekvenciákat. Egy háromelemes Yagi-antenna táppontjában három rezonanciát lehet a grid-dip mérővel kimutatni: egy határozottan mély és aránylag élesen határolt bemélyedést, ez a gerjesztett antennaelem rezonanciafrekvenciáját jelzi, egy gyengébb bemélyedést az előbbinél kisebb frekvencián a reflektor saját rezonanciájaként, végül a nagyobb frekvenciák valamelyikén egy ugyancsak gyenge behorpadás jelzi a direktor rezonanciáját.

A sugárzó rezonanciájának az amatőrsávban nagyjából középen kell jelentkeznie, a reflektor rezonanciájának a sáv alsó határa alatt, a direktor rezonanciájának pedig a sáv nagyfrekvenciás felső határán túl kell megjelennie. Ha nem ezt tapasztaljuk, a reflektort meghosszabbítjuk, a direktort rövidebbre vesszük. A talajtól csekély magasságban felszerelt irányhatású antennák mért rezonanciafrekvenciája általában kisebb az előre kiszámított értéknél. Ilyenkor — ha a felállítási magasságot nem tudjuk megnövelni — mindegyik antennaelemet kétoldalt egy kissé megrövidítjük, míg el nem érjük a szükséges rezonanciafrekvenciát.

E durva ellenőrzés után eltávolítjuk a táppontból a grid-dip mérő csatolására szolgáló kis hurkot, és bekötjük a helyére a 32.2.(b) ábra szerinti mérési elrendezést. A félhullámú meghosszabbító vezeték ugyanolyan kábelből készüljön el, mint amilyen kábelt akarunk majd később felhasználni a rendszer tápvezetékében. A vezeték hossza a félhullám egész számú többszöröse is lehet, és a 32.2.1. pontnak megfelelően el kell végezni a rajta szükséges méréseket. Az antennascope potenciométerét most beállítjuk a tápvezeték hullámellenállásának megfelelő értékre, és addig változtatgatjuk a grid-dip mérő frekveniáját, míg nullára nem csökken a híd átlós árama. A grid-dip mérőről ekkor leolvasható frekvencia — amelyet egyébként egy hitelesített vevővel is ellenőrizünk — megadja az antenna tényleges rezonanciafrekvenciáját.

Ha csak egy minimumot — de nem nullát — kapunk a mérőhíd műszerén, változtassuk meg az antennascope potenciométerének beállítását, míg teljesen határozott kiegyenlítést nem érünk el a hídban. Ezzel a beállítással megkapjuk az antenna rezonanciafrekvenciáját, egyúttal (a potenciométeren leolvasott beállítás alakjában) a tápponti impedanciáját is.

Ha a megállapított talpponti ellenállás csak kismértékben tér el a tápvezeték hullámellenállásától, és transzformáló tagok nincsenek az áramkörben, kisebb helyesbítéseket a direktor hosszának változtatásával végezhetünk el. Túlságosan kis tápponti impedancia esetén mindkét oldalán kissé megrövidítjük a direktort. Ha túlságosan nagy a talpponti ellenállás, csak óvatosan szabad meghosszabbítani a direktort, mert előfordulhat, hogy rezonanciafrekvenciája kiszalad az amatőrsávból.

Ha T-tagú, gamma- vagy omega-illesztésű a gerjesztett antennaelem, nem ütközik semmilyen nehézségekbe a szükséges tápponti impedancia beállítása. Gamma-match esetén a megcsapolás változtatgatásával beállítjuk a szükséges csatlakozási ellenállást, és a forgó kondenzátorral ezzel egyidejűleg kiegyenlítjük az induktív meddőösszetevőt, vagyis ezzel a kondenzátorral a táplált antennaelem rezonanciafrekvenciáját tudjuk befolyásolni. Felváltva hol a megcsapolást, hol a kondenzátort változtatjuk mindaddig, míg az antennascope alapján meg nem kapjuk az üzemi frekvencián szükséges illesztést és rezonanciát. Ezzel be is fejeztük az antenna beállításait.

33.

Törvényes rendelkezések és ajánlások az antennák felszereléséről

A Közlekedés- és Postaügyi Miniszter 7/1973. (XII. 27.) KPM számú rendelete — a Rádió- és Televízió-szabályzat — az antennákra az alábbiakat tartalmazza.

IV. fejezet

Antennák

25. §
Antennák létesítése

(1) Az üzemben tartó, illetőleg engedélyes jogosult a műsorvevő készülékek, illetőleg a rádióberendezés üzemben tartásához szükséges antennát (antennákat) létesíteni és fenntartani.

(2) A műsorvevő készülék üzemben tartójának lakásához (bérleményéhez stb.) csatlakoztatható központi antennával felszerelt épületen külön antenna abban az esetben létesíthető, ha a központi antenna a Posta megállapítása szerint megfelelő műsorvételt nem biztosít.

(3) Olyan rádióberendezés, amelynek beépített antennája van, külön antennával abban az esetben üzemeltethető, ha a rádióengedély az engedélyest erre feljogosította.

(4) Antennát — az Országos Építésügyi Szabályzat és az egyéb építésügyi jogszabályok, valamint a vonatkozó szabványok és biztonsági előírások megtartása mellett — úgy kell létesíteni, hogy

a) az ingatlan állagát ne veszélyeztesse és használatát ne zavarja;

b) már meglevő antenna használhatóságát, a Magyar Rádió és Televízió műsorának vételét, illetőleg más rádióberendezés üzemét ne zavarja.

(5) Antenna létesítéséhez — külön jogszabályban meghatározott esetben — az építésügyi, illetőleg a műemléki hatóság engedélye szükséges.

(6) Az ingatlan tulajdonosa, kezelője, használója (a továbbiakban együtt: az ingatlan tulajdonosa) az antenna létesítését ellenszolgáltatás nélkül tűrni köteles.

26. §
Antenna építése

(1) Az épület fedélszerkezetén, padlásterében, külső részén vagy az épületen kívül antenna (külső antenna) létesítésére irányuló szándékáról az üzemben tartó, illetőleg az engedélyes az ingatlan tulajdonosát írásban értesíteni köteles. Az értesítésnek tartalmaznia kell:

a) az antenna adatait (súly, méret stb.);

b) az antenna elhelyezésnek módját és helyét (rögzítés, kikötés, kábelvezetés stb.);

c) azt, hogy az antennát maga építi, illetőleg az építéssel kit bíz meg.

(2) Az ingatlan tulajdonosa az antenna létesítését az ingatlan állagának veszélyeztetése vagy használatának akadályozása miatt kifogásolhatja. A kifogást az üzemben tartóval, illetőleg az engedélyessel írásban — az ok, valamint az esetleg javasolt módosítás megjelölésével — az értesítés kézhezvételétől számított 8 napon belül kell közölni.

(3) Az antenna megépíthető, ha az ingatlan tulajdonosa ahhoz hozzájárul, vagy az (1) bekezdés-

ben említett értesítésre a kézhezvételtől számított 8 napon belül nem nyilatkozik. Ez a rendelkezés a 25. § (5) bekezdésében említett engedély megszerzése alól nem mentesít.

27. §

Antenna áthelyezése, átépítése és eltávolítása

(1) Az antenna tulajdonosa köteles az antennát az ingatlan tulajdonosának írásbeli felszólítására

a) az épület lebontása, nagyobb mérvű átalakítása, tetőzetének felújítása vagy új épület létesítése esetében áthelyezni, illetőleg eltávolítani;

b) elköltözés esetében — ha az antennát másnak nem adta át — eltávolítani.

(2) Ha az antenna az élet- vagy vagyonbiztonságot, illetőleg villamosmű működését veszélyezteti, az első fokú építésügyi hatóság az antenna áthelyezését, átépítését, eltávolítását határozattal elrendelheti, halasztást nem tűrő esetben az antennát el is távolíthatja.

(3) Ha az antenna tulajdonosa az (1) bekezdésben említett határozatnak a megszabott határidőn belül nem tesz eleget, az antennát az ingatlan tulajdonosa, illetőleg az első fokú építésügyi hatóság áthelyezheti, átépítheti vagy eltávolíthatja.

(4) A Műszaki Igazgatóság [11. § (1) bek.] a rádió- vagy a televízióműsor vételét, illetőleg távközlési berendezés üzemét zavaró elhagyott antennát — felszólítás nélkül — eltávolíthatja.

(5) Az antenna áthelyezésére és átépítésére a 25. § (4)—(6) bekezdésében foglalt rendelkezéseket megfelelően alkalmazni kell.

(6) Az antenna áthelyezésének, átépítésének, illetőleg eltávolításának költsége az antenna tulajdonosát terheli.

(7) E § rendelkezései a diplomáciai képviseletre, a konzuli képviseletre és a nemzetközi szervezetre, valamint személyzetüknek nem magyar állampolgárságú tagjára annyiban alkalmazható, amennyiben külön jogszabályból más nem következik.

*

A Német Demokratikus Köztársaságban az 1958. X. 2-i (a Gesetsblatt der DDR 287. sz. különlenyomatában közzétett) német építési szabályzat (DBO, Deutsche — Bauordnung) elvi előírásai érvényesek. Ezenkívül az antennákra vonatkozólag érvényben van a TGL 200—7051. sz. szabvány is. Ez a szabvány ugyan Magyarországon *nem kötelező érvényű*, de az abban foglaltakat ajánlásként elfogadva, nem kifogásolható antenna építhető.

33.1. A TGL 200—7051. sz. NDK-szabvány

A TGL 200—7051 szakterületi szabvány 2. lapja 1965. január 1-e óta minden helyhez kötött vevőantennára és minden változtatható felállítási helyű, de átmenetileg helyhez kötötten felállított vevőantennára kötelező érvényű, és az alábbiakat tartalmazza.

A háztetőkön elhelyezett antennaberendezések ne akadályozzák és ne nehezítsék meg a kéményekhez vezető utak használhatóságát és a kéményseprő munkáját. Ne nehezítsék meg ezenkívül más berendezések hozzáférhetőségét és kezelését se.

A kémény nyílása és az antenna legalsó része között függőleges irányban legalább 2 m legyen a távolság. Jól láthatóan meg kell jelölni azokat a helyeket, amelyekben meg lehet botlani vagy amelyeknek neki lehetne menni.

A lágy anyagú tetőkön (például a szalma- vagy nádfedelen) nem szabad antennaberendezést felállítani, sem pedig az antenna tápvezetékét keresztülvezetni.

Ilyen fedelű épületek esetén vagy a belső antennák valamelyikét kell alkalmazni, vagy az épülettől külön kell felállítani az antennát.

Az antennaberendezéshez csatlakozó huzalok vagy sodronyok a szabadban legalább 1 mm átmérőjűek legyenek.

Az antennaberendezésnek üzemszerűen vagy üzemzavar következtében hőt leadó részeit (pl. az antennaerősítőt) úgy kell felállítani, hogy ne okozhassanak tüzet.

Az antennaberendezésnek minden részében olyannak kell lennie, hogy megfeleljen a mechanikai igénybevételeknek és ellenálljon az időjárási hatásoknak.

Az antennák és az antennatartók szilárdsági számításaiban a terhelésekkel számolni kell. Kivételt képeznek az alábbi felsorolás szerinti antennák és antennatartók.

Az antennából és antennatartóból álló, összesen max. 10 m szabad hosszúságú antennaépítmények számításaiban $q = 70$ kg/m^2 torlónyomást és középértékben $c = 1{,}0$ együtthatót kell behelyettesíteni, ha az antenna F_1 szélfelülete önmagában nem nagyobb 0,25 m^2-nél. Ezek az antennaépítmények

a talaj fölött 40 m magasságig, épületeken pedig 40 m-nél nagyobb magasságig is alkalmazhatók, ha legfeljebb 10 m-rel emelkednek ki a fedélhéj fölé. Ebben az értelemben nem tekinthetők épületnek a karcsú építmények, például a tornyok, a szabadon álló magas kémények, a gyárkémények és az oszlopok.

Menetes karmantyúkkal ellátott, összetett csöveket nem szabad felhasználni. A csőkötéseket biztosítani kell az elfordulás és eltolódás ellen, és mindenhol a szilárdsági követelményeknek megfelelően kell méretezni.

Az olyan vidékeken, ahol nagyobb torlónyomással vagy erős jegesedéssel kell számolni, az ennek következtében várható nagyobb igénybevételeket nagyobb terhelések felvételével kell figyelembe venni.

Ellenőrizni kell, hogy elegendő-e az antennatartók felerősítésének szilárdsága. Nincs szükség ilyen ellenőrzésre akkor, ha 50 kgm-nél kisebb az antennatartó befogási nyomatéka.

Ha a szokásos módon két bilinccsel van hozzáerősítve az antennatartó az épületrészekhez, például a tetőszerkezethez vagy a falakhoz, a befogási helyek legkisebb távolsága az 1 m-nél hosszabb antennatartókon a teljes hossznak legalább 10%-ával legyen egyenlő, de a tetőgerendázatra vonatkozólag legalább 75 cm, a falra erősítés esetében pedig legalább 50 cm legyen.

A falazatban vagy betonban nem szabad begipszeléssel végezni a felerősítést.

Az antennatartókat, antennákat és kifeszítő szerkezeteket üzembiztonsági okokból nem szabad különálló (egyfüstjáratú) kéményekhez erősíteni. Erre vonatkozólag külön rendelkezések vannak.

Kéménycsoportokhoz (több füstjáratot tartalmazó kéményekhez), szabadon álló kéményekhez, gyárkéményekhez, toronykürtőkhöz, idomkőből épített kéményekhez, szellőzőaknákhoz és egyéb tetőépítményekhez csak abban az esetben szabad hozzáerősíteni vagy hozzáhorgonyozni az antennát vagy antennatartót, ha a kérdéses építmény szilárdsága megfelel a várható igénybevételeknek és ha az építmény tekintetében illetékes szervek hozzájárulnak ehhez a szerelési módhoz.

A felerősítéshez csak olyan felerősítő eszközöket szabad felhasználni, amelyek körülfogják a kérdéses építményeket, és ezáltal nem csökkentik az építmény szilárdságát (pl. bevágással). A szabadon álló kéményeken olyan felerősítő eszközök is használhatók, amelyek nem fogják körül magát a kéményt.

A falazott építmény felső pereme és az antennatartó felső felerősítési pontja között legalább 30 cm legyen a távolság.

Az antennatartókat, antennákat és feszítőszerkezeteket csak abban az esetben szabad az épületekhez, tetőszerkezetekhez és hasonlókhoz hozzáerősíteni vagy kihorgonyozni, ha biztosítani lehet a stabilitást.

Az antennavezetékek és befogások méretezésében a szakítóterheléshez képest háromszoros biztonsággal kell számolni.

Figyelembe kell venni mindenhol a huzalok és sodronyok húzószilárdságát, és a húzófeszültségükre vonatkozó adatokat, valamint a huzalok és sodronyok belógásának alsó határértékeit.

A huzalokon és sodronyokon ne legyenek csomók.

A huzal- és sodronyhurkokban védőgyűrűt kell alkalmazni.

Az antenna hozzávezetéseiben és kifeszítő huzalaiban (sodronyaiban) alkalmazandó szigetelőket a huzal (sodrony) húzószilárdságának megfelelő terheléssel kell (húzó- vagy nyomószilárdságra) vizsgálni.

A különböző fémek közötti érintkezési helyeket védeni kell a korrózió ellen.

Külső antennák

a) Az antennaberendezésnek az épületen kívül elhelyezett áramvezető részeit, továbbá az antenna tartásához vagy felerősítéséhez felhasznált tetőszerkezeteket földelővezeték útján össze kell kötni a földeléssel.

Ha üzemi okokból elektromosan vezetőképes összekötés nem lehetséges, elválasztó szikraközökkel meg szabad szakítani a földelővezetéket. A készülékek védőkondenzátorait veszélyeztető légköri túlfeszültségek levezetésére, ha az antenna és a földelő közötti egyenáramú ellenállás 500 Ω-nál nagyobb, gondoskodni kell finomvédelemről.

Az ennek a szabványnak megfelelően felállított antennaberendezés az épület villámvédelmi berendezéséhez tartozó résznek tekintendő, ha e szabványon kívül az általános villámvédelmi előírásoknak is megfelel. A villámvédelemre az MSZ 274—62 sz. szabvány érvényes.

b) Ha az épületen már van vagy lesz épületi villámvédelmi berendezés, az antennaberendezést

be kell építeni a villámvédelmi berendezésbe. Erre vonatkozólag az MSZ 274 előírásai érvényesek.

c) Ha az elektromosan nem vezetőképes antennatartót védeni kell a sérülések ellen, végig kell rajta vezetni egészen a csúcsig egy legalább 3 mm átmérőjű horganyozott acélhuzalt vagy egy legalább 6 mm^2 keresztmetszetű rézhuzalt. Ezt a huzalt a 3.1.2. pont szerint le kell földelni. Ha nagyfrekvenciatechnikai okok miatt nem engedhető meg a végigfutó huzal, közbe szabad iktatni elválasztó szikraközöket.

d) A sérülés, törés ellen védendő szigetelőket védő szikraközökkel kell áthidalni. A védő szikraközök megszólalási feszültségének kisebbnek kell lennie a szigetelők átívelési feszültségénél.

Belső antennák és a velük egyenértékűnek tekintendő antennák

A légköri túlfeszültségek levezetésére szolgáló földelés a következő esetekben elhagyható:

a) Szobaantenna vagy olyan antenna használata, amely be van építve a készülékbe, vagy amely mechanikailag közvetlenül össze van kapcsolva a készülékkel.

b) Fedélhéj alatti antenna használata, ha legkülső pontja és az antennahozzávezetés legalább 0,5 m-re van a fedélhéj belső oldalától, a kéményektől és a szellőzőberendezésektől, és ha az antennát bekötő vezeték az épület belsejében halad. Ha ez a vezeték kívül van az épületen, és a *c)* pont szerinti távolságokat nem lehet tartani, az MSZ 274 előírásai mérvadók.

c) Olyan külső antenna használata, amelynek legmagasabb pontja és bekötő vezetéke legalább 3 m-rel egy fémes ereszcsatorna vagy legalább 2 m-rel egy nem vezetőképes anyagból elkészített ereszcsatorna alatt halad, és amelynek legkülső pontja és bekötővezetéke legfeljebb 2 m-re van az épület külső falától (pl. ablakantennák).

Ha az épületnek az MSZ 274 szerinti villámvédelme van, az antenna vagy az antennát bekötő vezeték legkülső pontja és a villámvédelmi berendezés közötti D legkisebb távolságot a

$$D \leqq \frac{1}{5} R$$

összefüggés szerint kell megállapítani, ahol D mmben és R Ω-ban értendő (R = a villámvédelmi berendezés teljes földelési ellenállása).

Ha nem teljesülhetnek az előbb meghatározott feltételek, vezetőképes összeköttetést kell létesíteni a villámvédelmi berendezéssel. Elválasztó szikraközök vezetőképes kötésnek számítanak.

Antennavezeték

Hogy a villám árama ne folyhasson át olyan helyeken az épület földelt részeire, ahol tüzet okozhat, az antennavezeték és a láthatóan elhelyezett, földelt épületgépészeti berendezések vagy épületrészek között gondoskodni kell egy megfelelő átívelési helyről. A tűzveszélyes közelségi helyekhez képest ennek az átívelési helynek lehetőleg magasabbnak kell lennie, átívelési távolságának pedig kisebbnek. Tűzveszély akkor áll fenn, ha az átívelés gyúlékony anyagokat érhet el.

(Földelt épületgépészeti berendezések például a vízvezetékek, gázvezetékek fémcsövei, a központi fűtés csővezetékei, a liftaknák szerelvényei, a vaslépcsők stb.)

Földelők

Földelőnek a következők alkalmazandók:

a) A földben elhelyezett terjedelmes csőhálózattal fémesen jól érintkező fémcsövek (ilyen csőhálózatnak számít például a vízvezetékhálózat, a hőszigetelt távfűtési csőhálózat azonban már nem). A gázvezeték önmagában nem elegendő a a földeléshez. (Tilos is!)

b) A villámhárítók földelése az MSZ 274 szerint.

c) Acélvázas és vasbeton épületekben az acélváz és a vasalások.

d) A kisfeszültségű berendezések védőföldelői. (Az antenna földelővezetékét közvetlenül össze kell kötni a földelő csatlakozó kapcsával. Az erősáramú berendezések védővezetőjét nem szabad erre a célra felhasználni.)

Az előzőkben meghatározott földelők hiányában külön földelőberendezést kell létesíteni az antennához.

Ha egy épületen belül több épületgépészeti berendezés is van, célszerű összekötni őket, ha üzemi okok nem szólnak ellene. A nagyfeszültségű berendezésekkel való összekapcsolásra külön rendelkezések érvényesek.

Azokban a hálózatokban, amelyekben a nullázás mint védelem meg van engedve, az épületben viszont nincs földelő, az antennaberendezés földe-

lőjét egy földelővezeték útján a csillagponti vezetővel kell összekötni. A földelővezeték keresztmetszete legalább 16 vagy 25 mm² legyen aszerint, hogy rézvezetékről vagy horganyozott acélsodronyról van szó.

Az olyan hálózatokban, amelyekben a védőföldelés megengedett védelemnek számít, az antennaberendezés földelőjét mindegyik földelővel össze kell kötni. A középponti vezetővel nem szabad összekötni az antennaberendezés földelőjét.

Földelővezetékek

a) A földelővezetékek méretei ne legyenek kisebbek a táblázatban megadott értékeknél.

b) A földelővezeték részei lehetnek például a villámvédelmi berendezések levezetői, az épülethez tartozó és megfelelő keresztmetszetű fémcsövek és szerkezeti részek, például a tűzbiztonsági vaslétrák stb. Az esővízlevezető csatornák nem használhatók fel erre a célra. A gázvezetékek és mellékági vezetékek önmagukban nem elegendők.

c) A táblázat szerint épületen belüli fektetésre megengedett földelővezetékek legfeljebb 1 m hosszú szakasz mentén az épületen kívül is vezethetők. Ilyen szakasz például az antennacsatlakozás, az antennatartó, a túlfeszültség elleni védelem vezetékszakasza.

Vezetékfektetés

a) Ha ugyanazon az épületen több antenna is van, és a közöttük levő távolság 10 m-nél kisebb, földelővezetékeiket össze kell kötni egymással. Mindegyik antennához egyetlen közös földelővezetéket szabad létesíteni.

b) A földelővezetéket a lehető legrövidebb úton kell a földelőhöz vezetni. Nagyjából függőleges vezetésre kell törekedni, helyenként azonban vízszintes vagy emelkedő szakaszok is megengedhetők például az olyan helyeken, ahol meg kell kerülni az épület kiszögelléseit, párkányait. Az ilyen esetekben ügyelni kell arra, hogy a kerülővezeték kezdete és vége között két tetszés szerinti pont nagyobb távolságra legyen egymástól, mint amekkora e két pont között a vezetékszakasz hosszának egy tized része.

c) A földelővezetékeket úgy kell felszerelni, hogy láthatók maradjanak; nem szabad védőcsőbe helyezni, a falban vagy a vakolat alatt fektetni őket. Kivételesek a falakon vagy födémeken keresztül védőcsőben elhelyezett rövid átvezetések.

d) A földelővezetékek köztartó bilincsek nélkül fára is fektethetők.

Összekötési pontok

a) A földelővezeték mentén az összekötési pontokat lehetőleg kerülni kell, és nem szabad közvetlenül fán vagy könnyen gyúlékony anyagok közelében létesíteni.

A földelővezetékek legkisebb méreteinek táblázata

Anyag	Az épületen kívül	Az épületen belül
Horganyozott acél	8 mm átmérőjű huzal; a sodrony használata tilos 20 mm ×2,5 mm méretű szalag Hőre lágyuló védőburkolattal ellátott huzal, a falvastagság legalább 1 mm; 4,5 mm átmérő vagy 16 mm² keresztmetszet	4,5 mm átmérő vagy 16 mm² keresztmetszet
Réz	8 mm átmérőjű huzal 7×3 mm átmérőjű sodrony 20 mm ×2,5 mm méretű szalag Hőre lágyuló műanyagból készített védőburkolatú huzal, a legkisebb falvastagság 1 mm; 3,5 mm átmérő vagy 10 mm² keresztmetszet	3,5 mm átmérő vagy 10 mm² keresztmetszet
Alumínium	10 mm átmérőjű huzal; a sodrony használata tilos 25 mm×4 mm méretű szalag Hőre lágyuló műanyagból készített védőburkolatú huzal, a legkisebb falvastagság 1 mm; 4,5 mm átmérő, 16 mm² keresztmetszet	4,5 mm átmérő vagy 16 mm² keresztmetszet

b) Az összekötési pontok hozzáférhetők maradjanak, és ne lazulhassanak meg.

c) A vezetőképes csöveken, például a fűtés vagy a vízvezeték csövein legalább 10 cm^2 érintkezési felületű szorítókapoccsal kell létrehozni összekötési pontot. A vízfogyasztásmérőket és hasonló készülékeket át kell hidalni egy olyan vezetővel, amely megfelel a földelő vezetékek előírásainak. Nem szabad áthidalni a csővezetékekben az olyan beépített szigetelőkarmantyúkat, amelyek az érintési feszültség elleni védelem céljaira a vezetékszakaszelektromos leválasztására szolgálnak. Nem szabad összekötni a földelővezetékkel azokat a csővezetékeket, amelyeket ilyen szigetelőkarmantyúk leválasztanak a földelésektől.

d) Az összekötési pontokban olyan fémeket kell összepárosítani, amelyek között nem keletkezik 1,15 V-nál nagyobb elektrokémiai feszültségkülönbség.

Túlfeszültség elleni védelem

Az átívelési helyek méretezése

a) Durvavédelem. Durvavédelemnek számítanak az olyan védő szikraközök, leválasztó szikraközök, átívelési helyek, szigetelők vagy egyéb szigetelő közbenső rétegek, amelyek a levegőben legfeljebb 30 mm átívelési távolságot, a szigetelőanyagokban pedig ennek megfelelő nagyságú átütési feszültséget eredményeznek.

Két fémes él, sarok vagy csúcs között 760 torr nyomású és max. 70% viszonylagos nedvességtartalmú levegőben hozzávetőlegesen 1000 V átívelési feszültséget lehet számítani 1 mm-es légrésre. Legömbölyített élek és sarkok vagy gömb alakú testek között körülbelül 3000 V-ra nő meg az átívelési feszültség nagysága

b) Finomvédelem. Finomvédelemnek számítanak az olyan feszültséglevezetők, amelyeknek megszólalási feszültsége legfeljebb 1000 V, levezetőképessége pedig legalább 0,5 Ws.

A durvavédelem és a finomvédelem összeépíthető.

c) Az átívelési helyek felépítése és alkalmazása. A keletkező ív vagy szikra útja mentén elhelyezett szigetelőanyagok legalább nehezen gyúlékonyak legyenek (mint például a PVC).

A szikraközök levegőben legalább 10 cm-re legyenek a gyúlékony anyagoktól (például fától), és legalább 60 cm-re a könnyen gyúlékony anyagoktól (például nádtól, szalmától, szénától), vagy olyan szerkezeti részekkel kell körülvenni őket, amelyek tűzállóak.

33.2. A villamos berendezések feszültsége elleni védelem

A helyhez kötött berendezések közötti távolságok

Az antennaberendezés vezetőképes részei és a földhöz képest 65...1000 V effektív értéknél nagyobb feszültségű berendezések vezetőképes részei közötti távolság zárt térben legalább 10, a szabadban legalább 20 mm legyen.

Ezek a távolságok csak az elektromos biztonságra vonatkoznak. A nagyfrekvenciás zavarok elhárításához nagyobb távolságokra kell törekedni.

Az előbbiekben megnevezett berendezések részei közé tartoznak a vezetőképes felerősítő eszközök is.

A megadott értékeknél csak az esetben szabad kisebbre venni a távolságokat, ha rögzítetten beépített és kielégítő mértékben szigetelő közbenső rétegek feltétlenül megakadályozzák a közelségi helyeken a két berendezés vezetőképes részei közötti, nem szándékos érintkezést.

Az antennaberendezések és a legalább 1 kV effektív feszültségű berendezések között megfelelően nagyobb távolságokra van szükség, hacsak valamilyen megfelelő szigetelés nem akadályozza meg a közelségi helyeken a két berendezés között a feszültség átlépését. A megfelelően szigetelő anyag átütési feszültségének 30...60 kV-nak kell lennie.

Védelmi intézkedések az árnyékolt nagyfrekvenciás vezetékhez és antennaerősítőhöz csatlakozó antennákra

Az antennavezeték vagy (társas antennaberendezések esetén) a nagyfrekvenciás elosztóhálózat árnyékolását tartósan össze kell kötni az antennaberendezés földelőjével; nincsen szükség erre az összekötésre, ha valamilyen más, tartós és megbízható elrendezés következtében a hálózati feszültség nem juthat a nagyfrekvenciás elosztóhálózatra.

Az antennaerősítőn — ha egyáltalán van ilyen a berendezésben — a védővezető szorító kapcsát szintén össze kell kötni az antennaberendezés földelőjével.

Az antennaerősítőkön még abban az esetben is alkalmazni kell a túlságosan nagy érintési feszültség elleni védelemnek az eszközeit, ha ez az erősítő nem veszélyeztetett helyiségben van felállítva. (Meghibásodás esetén a nagyfrekvenciás elosztóhálózaton keresztül veszélyes érintési feszültségek kerülhetnek az olyan helyiségekben levő antennacsatlakozásokra, amelyekre védelmi intézkedések vannak előírva.)

A védelemül nullázható erősáramú hálózatokban a földelőberendezést fémesen össze kell kötni a csillagpont vezetőjével.

Ha az erősáramú hálózatnak is részét képező védővezető össze van kötve az antennaerősítő csatlakozójával, szándékolatlan csatolás jön létre az erősáramú hálózat és az antennaberendezés között, és ennek következtében lehetővé válik a nagyfrekvenciás zavarófeszültségek átlépése.

Az erősáramú hálózat és az antennaberendezés közötti nagyfrekvenciás csatolás kiküszöbölésére a csillagpont vezetője és a földelőberendezés között nullázás esetén alkalmazandó összekötő vezetéket a földelő közvetlen közelében kell csatlakoztatni. E vezetéknek ki kell elégítenie a védővezetőre vonatkozó követelményeket.

Az olyan eseteket különösen figyelembe kell venni, amikor az antennavezeték elektromos energiát is szállít az antenna felé (például az antennaoszlopon elhelyezett erősítő táplálásához).

Ha az antennaerősítő rögzítetten csatlakozik az erősáramú hálózathoz, ez a csatlakozás csak szerszámmal legyen lehetséges.

Védőérintkezős dugaszolóhüvelyen keresztül létrejövő csatlakozás esetén a dugaszolóhüvely védőérintkezőjét össze kell kötni az antennaberendezés földelővezetékével. Ez az összekötés elégítse ki a védővezetésre vonatkozó követelményeket. A dugaszolóhüvely védőérintkezőjét az erősáramú védővezetőjével nem szabad összekötni. Az erősítőhöz rögzítetten fektetett csatlakozóvezetékkel együtt vezetett védővezetőt csak az antennaberendezés földelőjével szabad összekötni, az erősáramú hálózatban vezetett védővezetővel nem.

A nagyfrekvenciás elosztóhálózat földelésének az erősítő kiszerelése után is földeltnek kell lennie.

3.3. Az antennaberendezésnek és részeinek a keresztezése csak abban az esetben engedhető meg, ha teljesülnek a meghatározott követelmények. Ilyen keresztezés:

a) egy másik, az érintés ellen nem minden oldalról védett elektromos berendezés fölött vagy alatt;

b) nyilvános közlekedési utak, például utcák, terek, autóutak, víziutak, sínpályák, kötélpályák stb. fölött.

El kell érni, hogy

a) ne jöhessen létre olyan érintkezés, amely által a keresztezett vagy megközelített berendezés feszültségei átjuthatnak az antennaberendezésre, vagy amely által az antennaberendezés feszültségei átjuthatnak a keresztezett vagy megközelített berendezésre;

b) a keresztezett vagy megközelített elektromos berendezések az antennaberendezés részein keresztül ne kerülhessenek összeköttetésbe egymással;

c) ne keletkezzenek akadályok a nyilvános közlekedési utakon.

Ha antennaberendezések vannak erősáramú berendezések közelében, a kereszteződésekre vonatkozó követelményeket ki kell elégíteni az antennaberendezés ama részeivel is, amelyek az antennaberendezésben bekövetkező törés esetén érintkezésbe jöhetnek az erősáramú berendezéseknek feszültség alatt levő részeivel.

Nyilvános közelekedési felületeken, energiaátviteli vezetékeken és híradástechnikai szabadvezetékeken vagy létesítmények fölött csak abban az esetben szabad szakember által antennaberendezéseket felállíttatni, üzembe helyeztetni vagy leszereltetni, ha a kérdéses létesítmények üzeme vagy irányítása szempontjából illetékes szervek engedélyezték e munkák elvégzését.

Huzalantennával nem szabad a szabadban olyan berendezéseket felülről keresztezni, amelyeknek feszültsége ≥ 1 kV.

Az 1 kV-nál kisebb feszültségű berendezéseket csakis akkor szabad a szabadban felülről keresztezni, ha a következő feltételek közül legalább az egyik teljesül:

a) A keresztezés helyén a berendezés kivitelezése kielégíti a fokozott biztonságot.

b) Gondoskodni kell arról, hogy az antennaberendezésben bekövetkező törés (szakadás) esetén a keresztezett berendezésnek feszültség alatt álló részeit ne érinthessék az antennaberendezés részei, vagy csak olyan helyeken jöhessen létre ilyen érintkezés, ahol 0,1 s-nál hosszabb ideig nem lehet 65 V effektív értéknél nagyobb feszültség. Ezzel kapcsolatban oldalsó szélnyomást kell figyelembe venni.

Ha az antennaberendezés helyzetével vagy elrendezésével nem lehet biztosítani ezt az érintésvédelmet, például több földet, mechanikailag kielégítően méretezett védőhuzalt lehet elhelyezni a keresztezett berendezés fölött oly módon, hogy az antennaberendezés részei törés vagy szakadás esetén ne jöhessenek érintkezésbe a keresztezett berendezés feszültség alatti részével.

Ha az antennaberendezés felülről olyan berendezést keresztez, amelynek effektív feszültsége a földhöz képest legfeljebb 65 V, akkor az ilyen antennaberendezéseket a fokozott biztonsággal kell kivitelezni.

A földhöz képest 65 V effektív értéknél nagyobb feszültségű és az érintés ellen nem minden oldalról védett vezetékek szabadtéri alulkeresztezése esetén gondoskodni kell arról, hogy az alulkeresztezett berendezésben esetleg bekövetkező törés (szakadás) ne okozhasson túlságosan nagy érintési feszültségeket az antennaberendezés részein. Ezzel kapcsolatban oldalsó szélerőt kell figyelembe venni.

33.3. Fokozott biztonságú antennaberendezések

Az antennaberendezés mechanikai szilárdsága szempontjából mérvadó szerkezeti részeket a legkedvezőbb terhelési viszonyok között a szokásos igénybevételeknek csak a felével egyenlő mértékben szabad terhelni.

A kerámia szigetelőket és az üvegszigetelőket csak nyomásra szabad igénybe venni.

Vékony szálas sodratot (litze-huzalokat) nem szabad alkalmazni.

33.4. Üzembiztonság

Az antennaberendezéseket az előzőkben felsorolt követelményeknek megfelelő állapotban kell tartani. A veszélyes hiányosságokat és hibákat meg kell szüntetni.

Az antennaberendezések felállítása során még mindig előfordulnak súlyos és gyakran halálos balesetek. Okuk minden esetben az érvényben levő munkavédelmi intézkedések elhanyagolására vezethető vissza. Például a tetőkön és az oszlopokon munka közben kötelező az előírásoknak megfelelő biztonsági kötél és biztonsági heveder (öv) használata. A létráról elvégezhető egyszerű munkához legfeljebb 8 m hosszú létrát szabad felhasználni. A munka megkezdése előtt minden létrát meg kell vizsgálni. A hibás, sérült létrafokokat, azokat is, amelyek elforgathatók, azonnal ki kell cserélni. Tilos rászegezni a létrára a létrafokokat. Kicsúszás, elcsúszás, átbillenés és feldőlés ellen biztosítani kell a létrákat. Bizonytalan támpontokhoz (pl. üveglaphoz, rudakhoz, feszítőhuzalokhoz stb.) nem szabad hozzátámasztani őket.

A tetőkön vagy póznákon végzendő munkák ideje alatt kellőképpen biztosítani kell azokat a területeket, ahova esetleg leeshetnek a szerszámok és egyéb tárgyak. A közlekedés biztonságára feltétlenül ügyelni kell. A szerszámokat zsebben kell biztonságosan elhelyezni, és nem szabad az antenna vagy a pózna egyes részeire tenni vagy munka közben a térden tartani. A munka befejezése után helyre kell állítani a rendet a munkahelyen és környékén. Veszélyes és rossz szokás például a huzalhulladékok széthagyása.

A póznák felállításakor el kell távolítani a munkában részt nem vevő személyeket a feldőlési és lezuhanási távolságon belül eső területekről. A külön alapozás nélkül felállítandó póznák teljes hosszának egy hatodát, de legalább 1,60 m hosszú végét be kell temetni, és utána le kell döngölni a talajt. A felállításhoz háromlábakat és villatámaszokat kell használni. A pózna alsó végét úgy kell rögzíteni, hogy ne pattanhasson fel. Felállítás közben nem szabad rálépni a póznára. Csak akkor szabad felmászni rá, amikor már teljesen be van temetve a gödör. A felmászáshoz előírásos biztonsági övet kell használni, de felhasználása előtt a testsúllyal ki kell próbálni.

Az antennaberendezésen viharveszély esetén minden munkát be kell szüntetni.

A nagyobb antennaberendezések felállítása előtt és kétséges esetekben feltétlenül keressük fel az illetékes munkavédelmi felügyeletet, ahonnan mindig egyértelmű és megbízható felvilágosításokat kaphatunk.

Az URH- és tv-antennák egyre növekvő száma következtében jelentős mértékben növekszik az antennába becsapó villámmal előidézett épületkárok mennyisége. Az ilyen károk kivizsgálása többnyire azzal a megállapítással végződött, hogy teljesen hiányzott az előírásos földelés, vagy túlságosan nagy volt a földelési ellenállás. Sok antennát manapság a szükséges szakismeretek nélkül szerelnek vagy az első tv-vételhez csak ideiglenesen állítanak fel. Ha jó képet sikerül kapni, az ilyen ideiglenes antennák sokszor meg is maradnak tar-

tós használatra; ezáltal veszélyeztetik az utcai járókelők biztonságát, és hatalmas villámkárokat idézhetnek elő. A helytelenül felszerelt és a tetőgerincből kinyúló antennába becsapó villám bejut az épület belsejébe, és a legkisebb ellenállásnak megfelelő út mentén lefolyik a földbe. Ez a legkisebb ellenállású út többnyire az elektromos hálózat vagy valamilyen más fémvezető. A hőhatás és a repesztőhatások, továbbá az elektrodinamikai erők következtében jelentős károk keletkezhetnek az épületben és a berendezésekben, nem ritka a tűzeset sem, veszélybe kerül a ház lakóinak élete vagy egészségi állapota.

Kiderült, hogy a tető alatti antennába is becsaphat a villám, bár az ilyen antennákra nem kötelező a villám elleni védelem. A veszély olyankor áll fenn, amikor túlságosan közel van az antenna a fedélhéjhoz vagy a meglevő villámhárító levezetőjéhez.

Az amatőr többnyire maga építi meg készülékeit és antennáit. Sokszor az antennaszerelést is maga végzi el, vagy saját felelősségére és irányításával segítőkész barátaival és szomszédaival végezteti el. Ezért a lelkiismeretes amatőrnek gondosan követnie kell az antennaberendezések felállítására vonatkozó hivatalos előírásokat, és saját biztonsága érdekében egy szakembert is fel kell kérnie a berendezés felülvizsgálatára és megítélésére.

*

A közösségi antennákra vonatkozó tudnivalókat a Műszaki Könyvkiadónál megjelent Bárdos Sándor: Közösségi vevőantenna-rendszerek című Ipari Szakkönyvtár kötet, továbbá a Tervezésfejlesztési és Típustervező Intézet által kiadott Központi tv-antenna berendezés című Épületgépészet tervezési segédlet tartalmaz.

Az antennák létesítéséhez, építéséhez

Magyarországon

be kell tartani a közlekedési- és postaügyi miniszter 7/1973. (XII. 27.) KPM számú rendeletét, amely a Rádió- és Televíziószabályzatot tartalmazza. E rendelet vonatkozó szövege a fejezet elején található.

34.

Új antennakonstrukciók

E könyv első kiadásának kinyomtatása óta ismertté vált néhány olyan antennamegoldás, amely új konstrukciónak vagy esetleg a már ismert típusú antennák kiegészítésének is tekintendő. A második kiadás olvasóinak feltétlenül meg kell ismerkedniök ezekkel a megoldásokkal is, de nyomdatechnikai okokból kénytelenek vagyunk egy külön fejezetben foglalni össze őket.

34.1. Kis helyen elférő és nagy teljesítőképességű antennák 80 és 40 méterre

Ősz közepétől tavasz közepéig, különösen pedig a kis naptevékenység időszakaiban sokszor jó lehetőségeket teremt a távolsági (DX-) forgalomra a 80 és a 40 m-es amatőrsáv. Hogy sikeresen létesíthessünk nagy távolságú összeköttetéseket, érzékeny, éles szelektivitású vevőre és mindenekelőtt egy nagy teljesítőképességű antennára van szükségünk. A 80 m-es sávban mechanikai okok miatt természetesen nem használhatunk elforgatható iránysugárzót, de teljesítőképes DX-antennának tekinthetünk már egy teljes hosszúságú félhullámú dipólust is, ha lehetőleg nagy magasságban függesztjük fel. Az

$$U = E\frac{\lambda}{6{,}28} \qquad (34.1)$$

összefüggés szerint ugyanis az állandó E erősségű térben elhelyezett és rezonanciára hangolt félhullámú dipólus U vételi feszültsége annál nagyobb, minél nagyobb a λ hullámhossz (ebben a képletben az E térerősséget μV/m-ben, kell behelyettesíteni, és az U feszültséget μV-ban kapjuk meg). Könnyen kiszámíthatjuk ebből a képletből, hogy egy 80 m-es dipólussal négyszer (12 dB-lel) nagyobb U vételi feszültséget kapunk, mint az egyébként megfelelő, de 20 m-es félhullámú dipólussal. A 80 m-nek megfelelő félhullámú dipólusnak körülbelül 40 m hosszú huzalát sok esetben nagyobb nehézségek nélkül is el tudjuk helyezni a vízszintes síkban, azt azonban már nagyon ritkán tehetjük meg, hogy a kisugárzás szempontjából kedvező 30 vagy 40 m ($3/8\lambda$, ill. $1/2\lambda$) magasságban szereljük fel ezt a dipólust (lásd a 3.12. ábrát). Ha például csak 10 m a talajtól számított magasság ($=1/8\lambda$), a fősugárzás függőlegesen felfelé irányul, úgyhogy a közeli tartományban igen jó eredményeket ad az antenna, DX-re azonban aligha alkalmas. A dőlt vagy szögben behajlított dipólusok itt megjavíthatják a viszonyokat, és a kis szerelési magasság ellenére viszonylag „lapos" kisugárzást eredményeznek.

A függőleges negyedhullámú sugárzók a legkisebb helyen férnek el, és bizonyos körülmények között mechanikailag kissé meg is rövidíthetők. Minthogy az ilyen negyedhullámú antennákat a föld vagy a megfelelő ellensúly tükrözés útján függőleges félhullámú dipólussá egészíti ki, a jó hatásfoknak alapfeltétele a kitűnő nagyfrekvenciás földelés (lásd a 19.1. pontot). A villámhárítók szokásos földelése nagyon tökéletlenül elégíti ki ezt a követelményt, és a legcélszerűbb ehelyett az antenna talppontjából sugarasan kiindulva egy sűrű és lehetőleg nagy terjedelmű huzalhálót alakítani ki a föld alatt.

34.1.1. Térbelileg rövidített többsávos dipólusok

12,26 m legnagyobb hosszmérettel bizonyára a legrövidebb ötsávos antennát dolgozta ki G 3 KSK. A 34.1.(a) ábrán látható megoldás mindegyik rövidhullámú amatőrsávra egy-egy teljes huzalhosszúságú félhullámú dipólust tartalmaz (a 15 m-es sávra 1,5 λ a dipólus hossza). A dipólusoknak ez az „egymásba skatulyázása" nagyon sok helyet takarít meg. A hosszabbítótekercs beiktatásával térbelileg rövidített antennák kisebb-nagyobb többletveszteségeit kiküszöböli ez a megoldás. A bemutatott szélsőséges esetben átfedik egymást a 80 m-es dipólus ágai, úgyhogy ebben a sávban csak kisebb hatásfokra lehet számítani.

Vízszintes irányban legalább 10, inkább azonban 20 m magasan kell a talaj felett felfüggeszteni az antennát. Ha ezt a magasságot nem lehet elérni, előnyösebb a függőleges felfüggesztés. A középső *XX* táppontban elméletileg körülbelül 50 Ω a talpponti impedancia, de az aránylag kis szerelési magasság miatt egyéb környezeti hatások folytán kisebb-nagyobb illesztetlenséggel kell számolnunk. Ezért ezt az antennát egy 13,1 m mechanikai hosszúságú, 50 Ω hullámimpedanciájú koaxiális kábellel ajánlatos táplálni (a rövidülési tényező 0,66). Ha a kábelben sok a levegővel kitöltött üreg, a v rövidülési tényező pedig 0,82, a kábelhossznak 16,3 m-nek kell lennie. Az ilyen mechanikai hosszúságú kábelek mentén az öt sáv egyikében sem alakulhat ki rezonancia, úgyhogy a köpenyhullámokat elfojtja a tápkábel. Ugyanakkor e kábelek elektromos hossza 19,8 m, vagyis 80 m-en nagyon közel van a negyedhullámú rezonanciához (40 m-en $\lambda/2$-höz, 20 m-en λ-hoz, 15 m-en 1,5λ-hoz és 10 m-en 2λ-hoz), úgyhogy a tápvezeték végén egy aluláteresztő szűrő (Collins-szűrő) beiktatásával meg lehet javítani az illesztést. Ugyanerre a célra 13,1, illetve 16,3 m egész számú többszöröseivel egyenlő hosszúságú kábelszakaszok is felhasználhatók. A szimmetriaátalakítást rendszerint el lehet hagyni az *XX* táppontban. Amint a 34.1.2. alpontban már elmondtuk, itt csak egy széles sávú, gyűrűs balun jöhetne egyébként számításba.

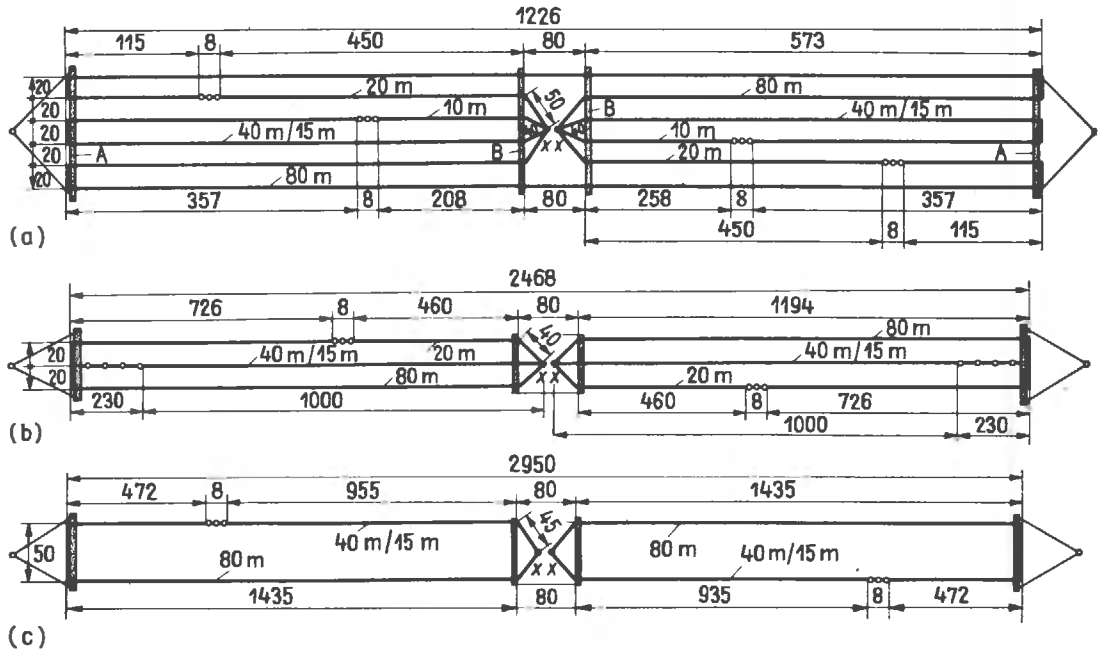
A négy köztartót csomómentes, kör keresztmetszetű, impregnált farúdból (seprűnyélből) lehet leszabni. Időjárásálló lakkozással és az antennalitze felvételére megfelelő furatokkal kell ellátni őket.

Az ugyanilyen elven megépített, vízszintes irányban 24,68 m szerkezeti hosszúságú négysávos antenna (34.1. (b) ábra) a 80 m-es sávban is elég jó hatásfokkal működik. Az ésszerűség határain belüli szögképzés és a sugárzó két végének visszavezetése a tapasztalatok szerint csak kis mértékben befolyásolja a sugárzási tulajdonságokat, mert minden félhullámú dipólusban az áramhasban (a sugárzó közepén) a legerősebb a sugárzás. Itt is az a helyzet, hogy a 40 m-es, beskatulyázott dipólus másfélhullámú dipólusként egyúttal a 15 m-es sávban is használható. A 34.1. (c) ábrán megrajzolt háromsávos, 29,5 m fesztávú dipólus a 80, 40 és 15 m-es sávokban működik. Ugyanezen az alapon más kombinációk is lehetségesek.

34.1.2. A javított, kábeles táplálású négysávos Windom-antenna

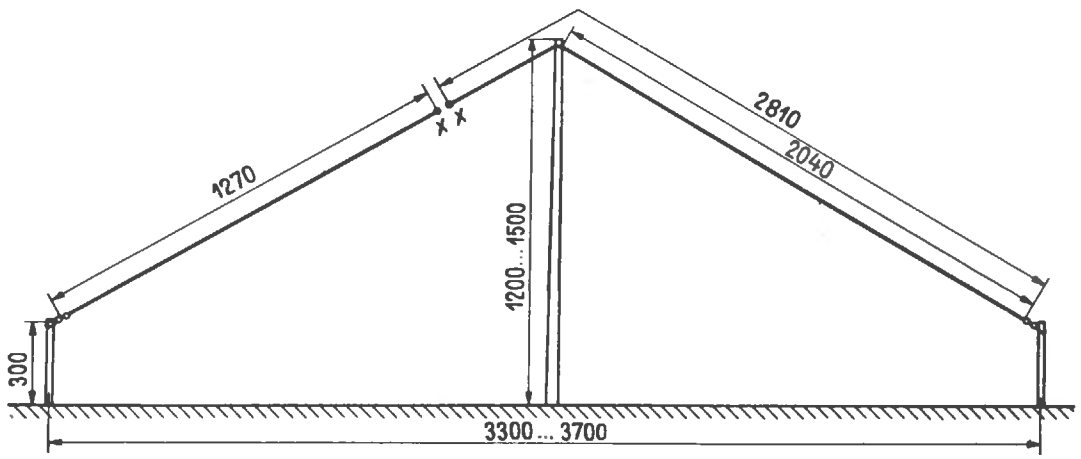
Akinek a vízszintes irányban körülbelül 35 m antennahossz nem okoz nehézséget, magasságban azonban csak 12...15 m engedhető meg, jól beérheti a sarkosított, kábeles táplálású négysávos Windom-antennával (34.2. ábra). Ez az antenna a 80 m-es sávban mint teljes hosszúságú félhullámú, a 40 m-es sávban pedig mint egészhullámú dipólus működik, 20 m-en 2λ, végül 10 m-en 4λ a hossza. Az ábrán beírt hosszméretekkel DL 7 KM ki is próbálta, és mind a négy sávban 1,3 alatti állóhullámarányt ért el vele. A 10.16. (b) ábra adatától kissé eltérő hosszméret oka valószínűleg a nagyobb kapacitív terhelés, kisebb szerelési magasság és a föld felé forduló szögesítés. Az utóbbinak célja nem az egyik alátámasztási pont megtakarítása, hanem a sugárzási tulajdonságok tudatos megjavítása (lásd a 10.27. és a 11.17. ábrát is).

Az *XX* megszakítási pontban tetszés szerinti hosszúságú, 300 Ω hullámellenállású szalagkábellel lehet gerjeszteni az antennát oly módon, hogy az illesztési hiba még a megengedhető határokon belül maradjon. A koaxiális kábel azonban kedvezőbb ennél, mert egyrészt tartósabb, másrészt nagyobb biztonságot nyújt a televízióvételi zavarok (TVI) ellen. Ezenkívül a legtöbb amatőradóhoz koaxiális kábellel lehet csatlakozni. Hogy azonban szimmetriahelyesen és impedanciahelyesen lehessen bekötni az *XX* táppontban a koaxiális kábelt, közbe kell iktatni egy olyan transzformátort, amely meglehetősen érzéketlen a frekvenciára, 6 : 1 arányban letranszformálja az antenna

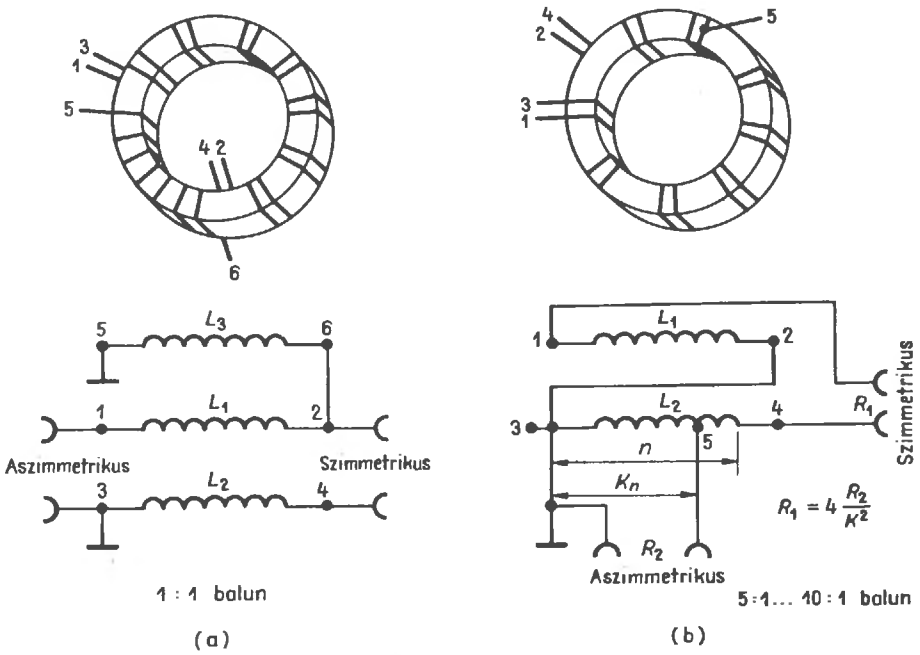


34.1. ábra. Kis helyigényű többsávos dipólusok

(a) rendkívül rövid, ötsávos dipólus, (b) négysávos dipólus a 80, 40, 20 és 15 m-es sávra, (c) javaslat egy mechanikailag egyszerű háromsávos dipólusra
(a méretek centiméterben értendők; a rajzok nem léptékhűek)



34.2. ábra. A kábeles táplálású, szögesített, négysávos Windom-antenna
(a méretek centiméterben értendők)



34.3. ábra. Gyűrű alakú baluntranszformátorok
(a) 1 : 1 áttételű balun, (b) 5 : 1 ... 10 : 1 áttételű balun

bemeneti ellenállását, és ezzel egyidejűleg szimmetrizál is. Ezeket a követelményeket jól kielégítik a széles sávú baluntranszformátorok, ha gyűrű alakú ferritmagot tartalmaznak. A 34.3. ábrán elvi kapcsolási rajzokat és kivitelezési vázlatokat is közlünk a transzformátor elkészítéséhez. 60 mm külső átmérőjű ferritgyűrű nagy teljesítményű adókhoz is elegendő nagyságú. Az L_1 és az L_2 tekercset bifilárisan kell elkészíteni oly módon, hogy meneteik egyenletesen oszoljanak meg a gyűrű kerülete mentén. A bifiláris tekercsek a mágneses mag permeabilitásától függően 6...10 menetet tartalmazzanak. Megfelelő ferritanyaggal 3 MHz-től 30 MHz-ig terjedhet az átviteli sáv (1 : 10). A tekercsek anyaga lakkozott rézhuzal, szigetelt sodrat (litze) vagy esetleg kéterű lapos szalagvezeték lehet, a vezető keresztmetszetének nem szabad 1 mm^2-nél kisebbnek lennie. A 34.3. (a) ábrán látható, széles sávú szimmetriaátalakító nem transzformál (áttétele 1 : 1), és nagyon jól csatlakoztatható a 34.1. ábra szerinti többsávos dipólusokhoz. Az L_1, L_2, L_3 tekercsek azonos menetszámúak (egyenként 6...10 menetet tartalmaznak), L_1 és L_2 bifilárisan tekercselendő úgy, hogy a gyűrű alakú ferritmag kerületének körülbelül két harmadát takarja be; a fennmaradó egy harmadon kell elhelyezni az unifiláris L_3 tekercset. A 34.2. ábra szerinti antennához szükséges baluntranszformátor a 34.3. (b) ábrán látható. A gyűrű egész kerülete mentén eloszló L_1 és L_2 itt egyetlen bifiláris tekercset alkot. A 2 és 3 pontok összekötésével kialakított soros—párhuzamos kapcsolás hatására a szimmetrikus (1—4) csatlakozás R_1 impedanciája 4 : 1 arányban letranszformálva jelenik meg az aszimmetrikus (3—4) csatlakozás (R_2) helyén ($R_2 = R_1/4$). A 34.2. ábra szerinti antennához azonban körülbelül 6 : 1 áttételre van szükség. Ezt úgy érjük el, hogy az L_2 tekercsen megcsapolást készítünk (5), és aszimmetrikus (R_2) csatlakozásnak a 3-as tekercsvég és az 5-ös leágazás közötti részt tekintjük. Az 5 pont helyétől függően 5 : 1 és 10 : 1 között állítható be az áttétel. A megcsapolás helyét (5) az

$$R_1 = 4\frac{R_2}{K^2} \qquad (34.1)$$

képlet alapján lehet kiszámítani.

A 34.1. táblázat tizedes tört ($K_n : n$) alakjában és ($n = 8$ és $n = 7$ menet feltételezésével) a 3 és 5

pontok közötti menetek számával adja meg az 5 leágazás helyére kiszámított eredményeket.

34.1. táblázat

$R_1 : R_2$ áttétel	Megcsapolás (5) ($K_n : n$)	K_n menetszám	
		$n=8$	$n=7$
5 : 1	0,9	7,2	6,3
6 : 1	0,82	6,5	5,7
7 : 1	0,76	6,1	5,3
8 : 1	0,71	5,6	5,0
9 : 1	0,67	5,3	4,7
10 : 1	0,64	5,1	4,5

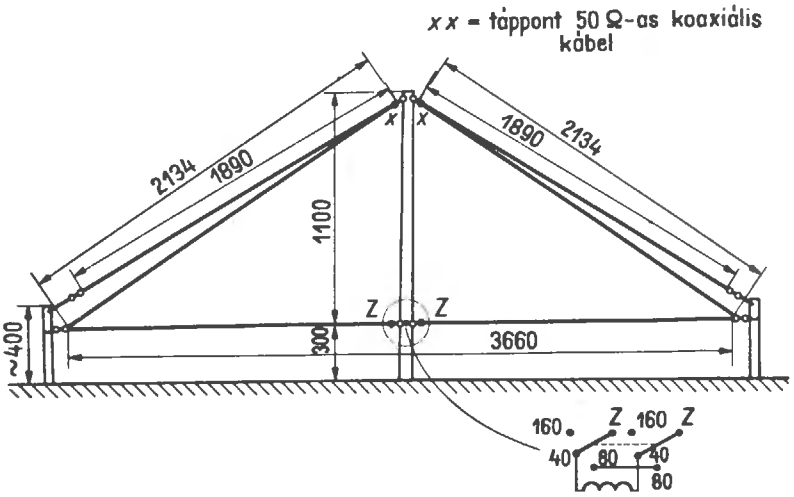
A szögesített négysávos Windom-antennát DL7 KM az *XX* táppontban egy gyűrűs magot tartalmazó, 6 : 1 áttételű (a 34.3 (b) ábrának megfelelő) baluntranszformátoron keresztül tetszés szerinti hosszúságú, 60 Ω hullámimpedanciájú koaxiális kábelekkel táplálta, és a 80 m-es sávban $s=1{,}2$, a 40 m-es sávban $s=1{,}1$, a 20 m-esben pedig majdnem 1,0 nagyságú állóhullámarányt kapott. A 15 m-es sávban ez a Windom-antenna kevésbé jó ($s=2{,}5$), a 10 m-es sávban viszont újra jó az illesztés. Aki 50 Ω-os koaxiális kábelt akar használni, 7 : 1 vagy 8 : 1 áttételű gyűrűs balunt vegyen hozzá, a 75 Ω hullámellenállású kábelekhez viszont 5 : 1 a megfelelő áttétel.

34.1.3. Egy többsávos delta-loop kombináció

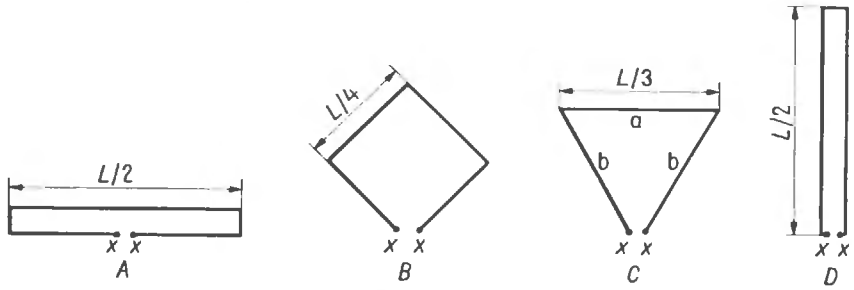
A 160, 80 és 40 m-es amatőrsávokra „inverted dipole delta-loop" néven egy igen nagy teljesítőképességű többsávos antennát ír le W 2 EGH. Az egészhullámú, háromszög alakú keretantenna (delta-loop) a szokásos építési módokkal ellentétben olyan felépítésű, hogy a táppontjával szemben levő oldala párhuzamos a földfelülettel. Ezenkívül az *XX* táppontjával párhuzamosan van kapcsolva egy lefelé hajló dipólus. A 34.4. ábráról W 2 EGH eredeti méretei olvashatók le.

Ez az antenna elsősorban azért előnyös, mert aránylag olcsón, egyszerű átkapcsolás útján alkalmassá tehető három (a 160, 80 és 40 m-es) amatőrsávra, és mert egy 50 Ω-os, tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábellel közvetlenül lehet gerjeszteni. Frekvenciasávja viszonylag széles, állóhullámaránya legfeljebb 1,5 : 1 arányban nő meg a sáv szélén. Ezzel a sugárzóval W 2 EGH kitűnő eredményeket ért el, és más rádióamatőrök tapasztalatai teljes mértékben igazolták állításait.

A „fordított" deltahurok megépítéséhez egy 14 m magas tartóárboc (ez a magasság a földfelszíntől számítandó) és két, egyenként 4...5 m magas segédárboc szükséges. Magától értetődik, hogy a meglevő épületek vagy fák is felhasználhatók az antenna kikötésére. A háromszög alsó oldala 3 m magasságban párhuzamosan halad a talajjal. Ha ennél kisebb a magasság, megváltozik



34.4. ábra. Az inverted dipole delta-loop W 2 EGH szerint



34.5. ábra. Az egészhullámú hurokdipólusok
A hurokdipólus; B quadelem; C delta-loop; D félhullámú párhuzamos huzalos vezeték

a rezonancia helyzete, a tápponti ellenállás nagysága és a hatásfok.

Minthogy ezzel a megoldással a többsávos antennák témakörében új megfontolások is sikeresen valósulnak meg, érdemes részletesebben is kitérni ennek a típusnak az elméletére.

Amint a 34.5. ábrán látható, a hajlított dipólusból (A) a párhuzamos szakaszok széthúzásával, de a huzal L hosszának megváltoztatása nélkül kialakítható egy négyzet (a kvadelem, B) vagy akár egy egyenlő oldalú háromszög is (delta-loop, C). Az alakzat széthúzásának folytatásával végül egy félhullámú, a végén rövidrezárt párhuzamos vezetéket kapunk (D). Az L kerület mindegyik esetben ugyanaz marad, és úgy kell felvenni, hogy egyenlő legyen a λ hullámhosszal. Ha most a különböző hurkokat az *XX* táppontban ennek a hullámhossznak megfelelően gerjesztjük, minden esetben rezonanciát kapunk. A hajlított dipólus (*A*) talpponti (*XX*) ellenállását 240...300 Ω-nak tekinthetjük, de a párhuzamos huzalszakaszokból összeállított félhullámú vezetékben (*D*) a vezetékvégi rövidzár az *XX* bemenetben is megjelenik, úgyhogy a talpponti ellenállás ebben az esetben elméletileg 0 Ω. Ebből arra lehet következtetni, hogy a kvad és a delta-loop tápponti impedanciája e két érték között nagyjából a közepen van. A gyakorlat igazolja ezt a feltételezést. A deltahurokra vonatkozóan mármost tovább folytathatjuk ezt az okoskodást, és azt mondhatjuk, hogy amikor az *XX* kapcsokkal szemben levő a oldalt megnöveljük és a b oldalt ennek megfelelően csökkentjük (hogy a kerület hossza változatlan maradjon), feltétlenül növekednie kell a tápponti impedanciának, hiszen ezekkel a módosításokkal inkább a hajlított dipólus alakjához közeledik a deltahurok. Az „igazi" delta-loop oldalainak a : b aránya 1 : 1 (egyenlő oldalú háromszög), talpponti ellenállása pedig gyakorlati megállapítások szerint 110 Ω. A tápponti impedancia nő, ha a $>$b, és csökken, ha a $<$b (a : b $<$ 1). A 10 és a 15 m-es sávra méretezett irányhatású antennarendszerben a deltahurok a : b oldalaránya 1,43 értéket érhet el (derékszögű háromszög). Ugyanakkor azonban W 2 EGH deltahurok antennájában 1,71 az oldalak hányadosa. Ebből arra következtethetünk, hogy *XX* helyén a tápponti ellenállás ebben az esetben 160 Ω lehet. A többsávos rendszerekben ez meglehetősen kellemetlen érték, ugyanis mindegyik sávban jó volna egy közös, 50 Ω-os tápkábelt használni. A zseniálisan egyszerű megoldást W 2 EGH akkor találta meg, amikor az *XX* tápponttal párhuzamosan kapcsolt egy ferdére kialakított félhullámú dipólust. Minthogy 80 m-en a nagyon karcsú dipólus talpponti ellenállása 65 Ω, a két antenna párhuzamos kapcsolásával az eredő ellenállás:

$$\frac{65 \cdot 160}{65 + 160} = 46{,}2\ \Omega.$$

Így tehát az 50 Ω-os kábellel meg is van az illesztés (az s illesztési tényező értéke nagyjából 1,08). A párhuzamos dipólus különösen abban az esetben növeli meg az antenna sávszélességét, ha a delta-loop antennához képest kissé eltoljuk a rezonanciafrekvenciáját (például az egyik antenna rezonanciafrekvenciája 3600 kHz, a másiké 3700 kHz lehet). Jobb sugárzásra is számíthatunk azonban, mert 80 m-en összesen 1,5 Ω hosszúságú huzal van a „levegőben". Ha az antennát mint félhullámú dipólust 160 m-en akarjuk használni, és ezért megszakítjuk a Z—Z összekötést (34.4. ábra), a 80 m-es dipólus nem fog zavarni, mert kapacitív terhelést előidéz ugyan a táppontban, de alig valamit változtat a talpponti ellenálláson.

A 40 m-es sávban mint egész hullámú dipólus működik, és igen nagy talpponti ellenállással csatlakozik párhuzamosan a 2λ hosszú delta-loop antennához. Ezért nagyobb illesztési hibára kell számítanunk. W 2 EGH azonban a 40 m-es üzemben 50 Ω tápponti impedanciát mutat ki, és DL 8 FP mérései szerint a közepes állóhullámarány 60 Ω-os koaxiális kábel használatával 1,2, és csak a sávhatárokon nő meg 1,5-re. Még a 20, 15 és 10 m-es sávokban is jó eredményeket ért el ezzel az antennával DL 8 FP, jóllehet az állóhullámarány értéke 20 m-en 1,9, 15 m-en 2,4 és 10 m-en 2,8 volt (átlagosan). Ha minden egyes sávban párhuzamosan kapcsolnánk egy-egy újabb félhullámú dipólust, a minden sávra alkalmassá tett antennában bizonyára javulnának a viszonyok.

W 2 EGH mérési eredményei szerint a 34.4. ábrán megrajzolt antenna egyes rezonanciafrekvenciái a következők:

80 m-es delta-loop ..... 3,700 MHz,

$$L(\text{m}) = \frac{293{,}34}{f(\text{MHz})}$$

80 m-es félhullámú dipólus ... 3,900 MHz,

$$L(\text{m}) = \frac{147{,}4}{f(\text{MHz})}$$

40 m-es 2λ-delta-loop ..... 7,400 MHz,

$$L(\text{m}) = \frac{586{,}7}{f(\text{MHz})}$$

160 m-es félhullámú dipólus ... 1,825 MHz,

$$L(\text{m}) = \frac{144{,}7}{f(\text{MHz})}$$

Ezekben a képletekben L a delta-loop teljes kerületét, vagyis a félhullámú dipólus teljes hosszát jelenti. A méretezési egyenletek számítások útján, a mérési eredményekből adódnak.

Európában a 3900 kHz rezonanciafrekvenciájú 80 m-es kiegészítő dipólus nem használható, mert az I. körzetben csak 3800 kHz-ig terjed a 80 m-es sáv. Ezért úgy kell megépíteni a dipólust, hogy mindegyik fele 20,45 m-rel hosszabb legyen ($f_{rez} = 3600$ kHz). A 40 m-es sávban úgy alakulnak a delta-loop rezonanciaviszonyai, hogy Z—Z helyén be kell iktatni egy meghosszabbító tekercset. Az utóbbi 2 mm-es rézhuzalból 20 menetet tartalmaz, átmérője 65 mm, a menetek közötti távolság 2 mm. A szükséges rezonanciafrekvenciát egyes menetek megfelelő rövidrezárásával lehet létrehozni.

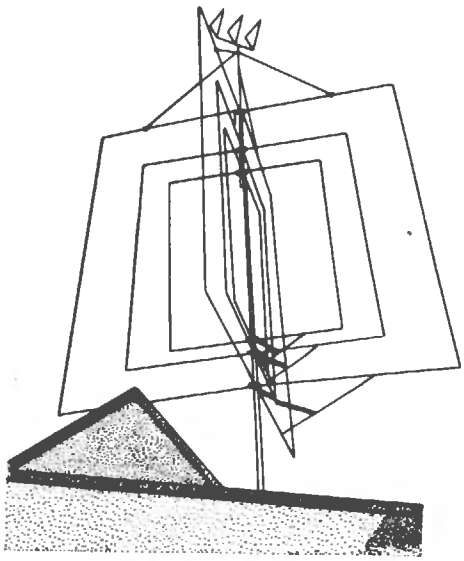
A 160 m-es sávról — minthogy Európában kevés országban használhatják az amatőrök — többnyire le is mondhatunk. Ebben az esetben kedvező méretezés válik lehetségessé, amennyiben a delta-loop 3600 kHz-re (a kerülete 81,5 m-re), a kiegészítő dipólus pedig 3700 kHz-re méretezhető (az utóbbiban a szárak hossza $2 \cdot 19{,}9$ m). A 40 m-es sávban ekkor 2λ hosszon 7200 kHz a rezonanciafrekvencia, úgyhogy már kis tekercscsel is megkapjuk 40 m-en a sávközépi rezonanciát. Minthogy ez a tekercs 80 m-en csak kis mértékben hosszabbít, valószínűleg el is hagyhatjuk a Z—Z kapcsokon az átkapcsolásokat.

DL 7 AB antennája elvén (lásd a 11.3. pontot) egy kis kísérletezgetéssel úgy módosíthatjuk ezt a delta-loop antennát, hogy egy minden sávban optimálisan illesztett sugárzót kapjunk belőle. Az előbbiekben közölt méretezési egyenletekkel más frekvenciákra is átszámíthatjuk az antennát. Ha rögzíteni tudjuk az árboc magasságát, minden matematika nélkül pusztán csak egy körzővel is megkaphatjuk az „inverted dipole delta-loop méreteit, ha egy milliméterpapíron léptékhű vázlatot készítünk róla.

34.2. A háromsávos kalickaantenna DK 4 NA szerint

A 15.4.3. pontban ismertetett kalickaantennát DK 4 NA háromsávos antennának építette meg, és igen jó eredményeket ért el vele. Ez a kvadváltozat kis helyet igényel, mechanikai felépítése egyszerű. A mechanikai részleteket a 34.6. ábrán láthatjuk. Elektromosan ez az antennaberendezés a 20, 15 és 10 m-es sávokra három egymásbaskatulyázott rendszert tartalmaz, felépítését a 15.13. ábra szemlélteti, méreteit pedig a 34.2. táblázat adja meg.

A tiszta táplálási viszonyok érdekében mindegyik rendszert külön egy-egy 60 Ω-os koaxiális kábel gerjeszti, de szimmetriaátalakításra nincsen szükség a táppontokban. A közös kábelvezetékkel folytatott kísérletek során lényegesen romlott az illesztés. A szükséges mechanikai stabilitás elérésére és kábelek megtakarítása végett célszerű— amint a 15.13. ábrán látható — az alsó síkokban gerjeszteni a rendszereket. Ebben a szer-



34.6. ábra. Háromsávos kalickaantenna DK 4 NA szerint (Fotó DK 4 NA)

34.2. táblázat. Méretezési adatok a 15.3. ábra szerinti kalickaantennának a 34.6. ábrán megrajzolt háromsávos kivitelezéséhez

Amatőrsáv f_{rez}, kHz	20 m 14 150	15 m 21 200	10 m 28 600
Oldalhosszak:			
Táplált elem	5,80	3,95	2,92
Reflektorelem	5,80	3,95	2,92
Teljes kerület elemenként	23,20	15,80	11,68
A reflektorcsonk hossza	1,50	1,00	0,70

kezeti megoldásban nem lóghatnak le szabadon a reflektorcsonkok. Ezért tartóelemként egy műanyag zsinórt kell kifeszíteni a reflektorok két alsó ága közé, és a közepéhez úgy kell hozzáerősíteni a reflektorcsonk végét, hogy ez a hangolótag a reflektorágak szögfelezőjében vízszintesen csatlakozzék a zsinórhoz. Ilyen módon a fém tartóárboc csak jelentéktelen kapacitív hatást fejthet ki a csonkra.

A felső antennasíkon túlnyúló árboc egy háromelemes deltahurok antennát is tart a 2 m-es sávra. Ez a meghosszabbított árbocrész egyúttal a legnagyobb mechanikai igénybevételű, vízszintes irányú 20 m-es elemek feszítőtornya is, és a kifeszítő zsinórokkal tehermentesíti ezeket az elemeket. Így 18 mm × 1,5 mm méretű keményalumínium csövekből lehet elkészíteni az egyenként 2,90 m hosszú 20 m-es ágakat. A 15 m-es, egyenként 1,98 m hosszú ágakhoz is megfelel ez a csőminőség, de a méreteket, akárcsak a 10 m-es ágakhoz is, 18 mm × 1,5 mm nagyságúra kell venni. A csövek átmérőjét csak a mechanikai szempontok szabják meg, az elektromos működés szempontjából ennek a méretnek nincsen különösebb jelentősége. Ugyanez a helyzet a függőleges szakaszokkal is, ezeket könnyűfém huzalból lehet elkészíteni. A rézsodrat (litze) tartósabb és tetszetősebb is, de az elektrolitos bomlási folyamatok veszélye miatt különös gonddal kell hozzáerősíteni a könnyűfém csövekhez.

Az egyes rendszerek hangolása a reflektorcsonkok optimális beállítására szorítkozik. A rövidrezáró hidakat úgy kell beállítani, hogy a tápvezetékbe becsatolt reflektométer a lehető legkisebb visszaverődéseket mutassa.

A kalickaantenna és az eredeti kiindulási alak, a cubical quad összehasonlításával azt állapíthatjuk meg, hogy a mechanikai felépítés és a térbeli kiterjedés tekintetében sokkal kedvezőbb a „bird cage". VK 2 AOU elve szerint a kalickaantenna is lehetővé teszi egyszerű hurkok alkalmazásával a háromsávos megoldásokat (lásd a 18.10. pontot), feltéve hogy a szükséges rezgőkörök beiktatása nem okoz különösebb mechanikai nehézségeket.

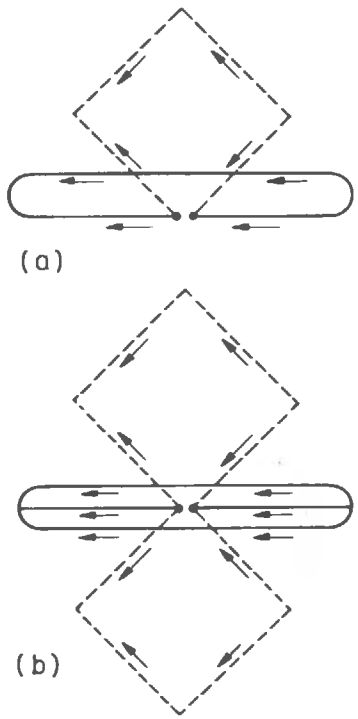
34.3. A 2 m-es DL 7 KM-beam

A rúd alakú parazita reflektorokkal kapcsolatban gerjesztő rendszerként működő, emeletes elrendezésű quadelemeket DL 7 KM dolgozott ki, és a 2 m-es mag a 70 cm-es amatőrsávban jó eredményekkel alkalmazta őket (lásd a 27.3.4. pontot). Ezek a kettős quadelemek az emeletes elrendezésű gerjesztő rendszerek megvalósításához elektromosan és mechanikailag is nagyon kedvező megoldásokat adnak, ezért mint sugárzó csoportok is alkalmazásra kerültek.

Az ezekre az újszerű antennákra jellemző táplált kettős quadelem függőleges elrendezésű dipólusrendszert alkot, és a *H* síkban képezett sugárnyalábban — a félhullámú dipólushoz képest — kereken 2 dB nyereséget eredményez.

Az önmagában zárt kettős hurok központosan és szimmetrikusan kapja a táplálást, és a tápponti impedanciája körülbelül 270 Ω-ot tesz ki.

Amint tudjuk, az egyszerű quadelem talpponti ellenállása 120 Ω. Ebből arra következtethetnénk, hogy a két egyforma és egymással párhuzamosan kapcsolt quadrendszerből álló kettős quad eredő talpponti ellenállása ennek a fele, vagyis 60 Ω (mivel párhuzamosan kapcsolt ellenállásokról van szó). A gyakorlatban azonban ennek az ellenkezője tapasztalható: a kettős quad tápponti ellenállása az egyszerű quadhurok tápponti ellenállásának a kétszeresénél is nagyobb. Elméleti okoskodással könnyen megérthető ez, ha a quadelemeket a hurokdipólusok különleges esetének tekintjük. Mind a két esetben egészhullámú hurokról van szó. A quadelemet a 34.7. (a) ábra szerint lehet vízszintes széthúzással a hurokdipólusból leszármaztatni. Az árameloszlás nem változik meg, de a két árammaximum a hurokdipólusban még szorosan egymás mellett halad a két párhuzamos ágban, a quadelemben viszont kereken 0,35 λ távolságra kerül egymástól. E nagyobb távolság következtében a quadelem mint emeletes dipólusrendszer sugároz, és a függőleges síkban kialakuló sugárnyaláb révén a hurokdipólushoz képest 1 dB nyereséget ad, talpponti ellenállása pedig 240 Ω-ról 120 Ω-ra csökken. A kettős quadelemet hasonlóképpen a 34.7. (b) ábra szerint kapjuk meg a kettős hurokdipólusból (a háromvezetős dipólusból) (lásd a 4.1. pontot is). Az egyszerű hurokdipólusban két ág között oszlik meg az áram, és ezért a talpponti ellenállás négyszer nagyobb, mint az egyenes (kinyújtott) dipólusban ($4 \cdot 60\,\Omega = 240\,\Omega$), a kettős hurokdipólusban viszont három párhuzamos dipólus között oszlik meg az áram, úgyhogy kilencszeres értéket ér el a talpponti ellenállás ($9 \cdot 60\,\Omega = 540\,\Omega$). A kettős quadra vonatkoztatva mindez azt jelenti, hogy az egyszerű quadhurokhoz képest a kétszeresnél nagyobb értékre kell megnőnie a tápponti ellenállásnak. Ennek a feltevésnek a helyességét igazolja a gyakorlat.

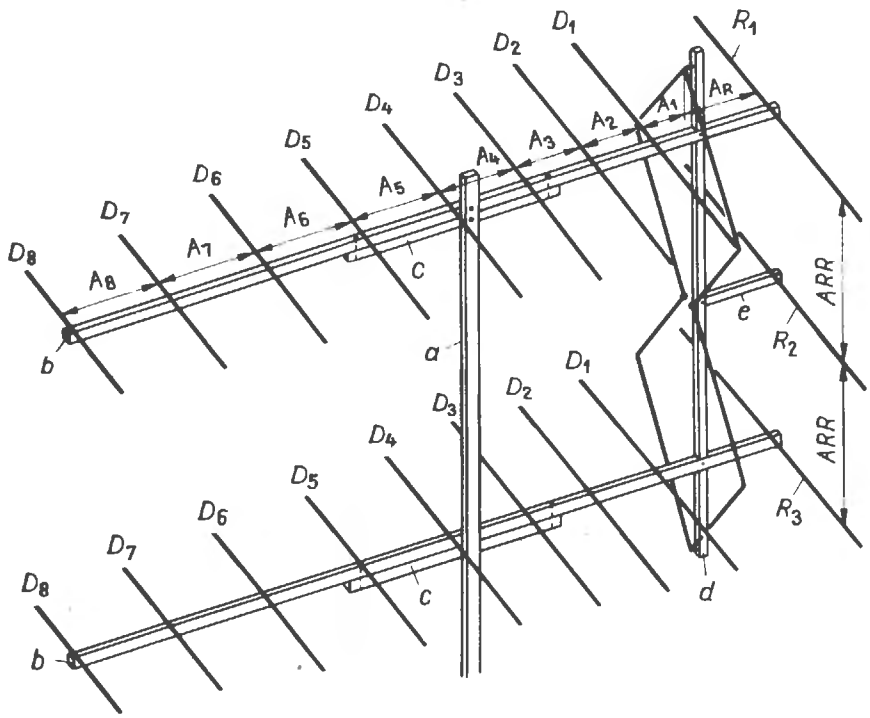


34.7. ábra. A quadelemek leszármaztatása a hurokdipólusokból

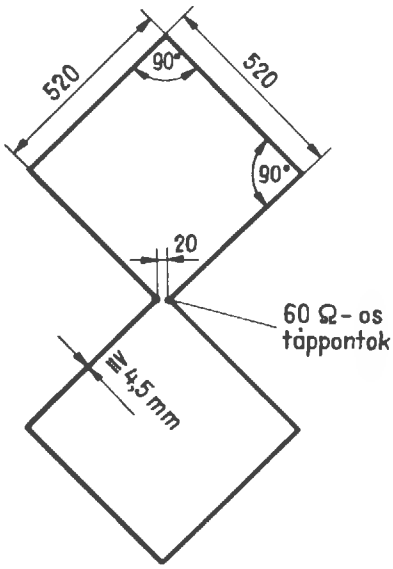
(a) egyszerű hurok és egyszerű quad, (b) kettős hurok és kettős quad

Miután a kettős quadelem a legkülönbözőbb alakú antennákban is bevált, DL 7 KM egy olyan emeletes, hosszú Yagi-antennát dolgozott ki a 2 m-es sávra, amelyet teljes egészében egy középen táplált kettős quaddal gerjeszthetett (34.8. ábra). A hagyományosan gerjesztett emeletes, hosszú Yagi-antennához képest a DL 7 KM-beam nem tartalmaz semmilyen veszteséges összekötő, illesztő vagy transzformáló elemet, sem pedig olyan forrasztást vagy szorítókapcsot, amelyet veszélyeztethetnének az időjárási hatások. A kettős quadelem a fázisban gerjesztett sugárzó dipólusokkal együtt kitölti a két Yagi-sík közötti teret, aminek következtében a nyereség körülbelül 2 dB-lel megnő. Ez úgy jön létre, hogy a függőleges síkban csökken a nyílásszög. Amint a 34.8. (a) ábrán látjuk, a DL 7 KM-beam 23 olyan félhullámú elemet tartalmaz, amely részt vesz a sugárzásban. Az egyenként 4,10 m hosszú elemtartókkal a viszonylagos antennahossz 2 λ. Az emeletek között aránylag kicsi a távolság, mindössze 0,6 λ (= 1,20 m), aminek eredményeképpen kellőképpen lecsökkennek a melléknyalábok a sugárzási diagramban.

DL 7 KM mérései szerint a félhullámú dipólusra vonatkoztatott antennanyereség 17 dB. Minthogy a vízszintes (E) síkban 30° a nyílásszög, a függőleges nyílásszögre (a H sikúra) körülbelül 18°-ot ad meg a 3.19. ábra. A H síkban ilyen módon rendkívül éles a nyalábképzés, ami különösen a sűrűn lakott területeken előnyös, mert az



34.8. ábra. A DL 7 KM beam mechanikai felépítése
(a) az antenna teljes felépítése, (b) a táplált kettős quad részletrajza
(a méretek milliméterben értendők)



34.8/b. ábra

antenna alatti zavarzóna zavaró sugárzásai nem érvényesülnek. A hátrasugárzás csillapítása −25 dB, vagyis igen jelentős.

A mechanikai felépítésre DL 7 KM ajánlásai a következők:

Minden direktor és reflektor 8 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú alumínium csőből készíthető el. A szükséges darabok:

3-szor 1055 mm hossz (R_1, R_2, R_3),
2 szer 935 mm hossz (D_1),
2-szer 930 mm hossz (D_2),
2-szer 925 mm hossz (D_3),
2-szer 920 mm hossz (D_4),
2-szer 915 mm hossz (D_5),
2-szer 910 mm hossz (D_6),
2-szer 905 mm hossz (D_7),
2-szer 890 mm hossz (D_8).

A távolságok: $A_{RR} = 600$ mm, $A_R = 460$ mm, $A_1 = 300$ mm, $A_2 = 300$ mm, $A_3 = 330$ mm, $A_4 = 500$ mm, $A_5 \ldots A_8 = 520$ mm. A két direktorsík azonos.

A direktorokat és a reflektorokat — amint a kereskedelmi forgalomban kapható tévéantennákon is szokásos — az elemtartókra kell szerelni, a megfelelő szorító bilincseket odahaza magunk is elkészíthetjük.

A 34.8. (b) ábrán külön megrajzolt táplált kettős quadelemet egy 4200 mm hosszú és 5 mm átmérőjű, vagyis 16 mm^2 keresztmetszetű csupasz rézhuzalból úgy kell behajlítani, hogy a quad oldalának hossza mindenhol 520 mm legyen (8×520 mm $= 4160$ mm). A fennmaradó 40 mm a forrasztási átfedésekhez szükséges. A csupasz rézhuzalt szigetelő lakkbevonattal védjük meg a korrózió ellen. Magától értetődik, hogy alumínium huzalból is ki lehet alakítani a kettős quadelemet, és ebben az esetben nincsen szükség a védőlakkozásra.

A tartószerkezetet négyzetes keresztmetszetű könnyűfém csövekből lehet megépíteni. Az erős tartóoszlop (a) keresztmetszete mentén az élek hossza 35 mm, a falvastagság 3 mm (35 mm $\times$ 3 mm). Ehhez kell csavarokkal hozzáerősíteni a 4100 mm hosszú és 15 mm $\times$ 2 mm profilméretű, négyzetes keresztmetszetű csövekből álló két elemtartót (b). Ugyanebből az anyagból két merevítőtagot (c) is készítünk, és a súlypontban megtámasztjuk velük az elemtartókat. A kettős quadelemhez tartozó függőleges tartócső (d) 1600 mm hosszú, négyzetes keresztmetszete pedig 10 mm $\times$ 2 mm méretű. Az elemtartókat (b) megfelelően kilyukasztjuk, és a tartócsövet (d) e lyukakon keresztültolva csavarokkal gondosan rögzítjük. A csőcsonk (e) 450 mm hosszú, és egyedüli feladata az R_2 reflektor rögzítése.

Ne felejtsük el, hogy a rögzítési pontokban szigetelni kell a kettős quadelemet. A felépítés kis pontatlanságai és főképpen a környezeti hatások aszimmetriákat okozhatnak, és ezáltal kissé eltolhatják a feszültség nullapontjait. Ez a helyzet például akkor is, amikor aszimmetrikus koaxiális kábellel próbáljuk közvetlenül táplálni a szimmetrikus antennát. A teljes egészében fémből készített szerkezetben a kvadelemek csúcsának szükségszerű földelése ezért veszteségeket okozna. Különösen jó minőségű szigetelésre nincs semmi szükség, hiszen csak egészen kicsi feszültségek keletkezhetnek a rögzítési pontokban. Minden olyan szigetelőanyag megfelel itt, amely nem érzékeny a nedvességre, a gyakorlatban különösen jól beválnak az öntőgyantából készített tömbök. A szigetelő vastagságától függően 10...30 mm távolságra kerül a táplált elem a d tartócsőtől. E tartók rögzítésekor erre is figyelemmel kell lenni, hogy a reflektorok A_R távolsága 460 mm, a direktorok D_1 távolsága pedig 300 mm maradhasson.

A középső táppontban a csatlakozási impedancia szimmetrikus, és körülbelül 60 Ω nagyságú, úgyhogy az 50 és 75 Ω közötti hullámellenállású kábeleket közvetlenül lehet itt bekötni. A talpponti ellenállás helyesbítéséhez nem a szokásos módon a reflektortávolságokat kell változtatni, hanem a kettős quadelemből és reflektorokból álló egységet kell az első direktorhoz képest — vízszintes irányban — kissé eltolni. Az antennának meg kell maradnia a végleges szerelési magasságban vagy legalább 2,5 m magasan kell a talajszint felett lennie.

A szigetelten összeszerelt kettős quadrendszerben el lehet hagyni a tápponti szimmetriaátalakítást. Az aszimmetrikus koaxiális kábel közvetlen bekötése legfeljebb az E diagram sugárzási nyalábjában idéz elő az egyik oldalon egy kis kidudorodást, míg a másik oldalon megfelelően lapos marad ez a nyaláb. Minden más paraméter, úgymint a nyereség, a fősugárzási irány, a H diagram és a hátrasugárzási csillapítás változatlanul megtartja eredeti értékét.

34.4. Cirkulárisan polarizált Yagi-antennák

A cirkuláris polarizáció olyankor előnyös, amikor egyformán jól kell tudni venni az akár függőlegesen vagy vízszintesen, akár pedig ferdén polarizált hullámokat. Elsősorban természetesen a cirkulárisan polarizált hullámok vételére alkalmas a cirkulárisan polarizált vevőantenna. Azt mondhatjuk tehát, hogy a cirkuláris polarizáció univerzálisan alkalmazható, mert a tetszés szerinti lineáris polarizációt is ugyanazzal a nyereséggel veszi.

34.3. táblázat

A vevőantenna polarizációja	Az adóantenna polarizációja	Csillapítás
Lineáris, vízszintes	Lineáris vízszintes	0 dB
Lineáris vízszintes	Lineáris függőleges	kb. −20 dB
Cirkuláris	Cirkuláris	0 dB
Cirkuláris	Lineáris, függőleges vagy vízszintes	−3 dB

A 34.3. táblázattal az azonos és a különböző polarizációjú antennákkal ellátott relévonalak viszonyait akarjuk érzékeltetni.

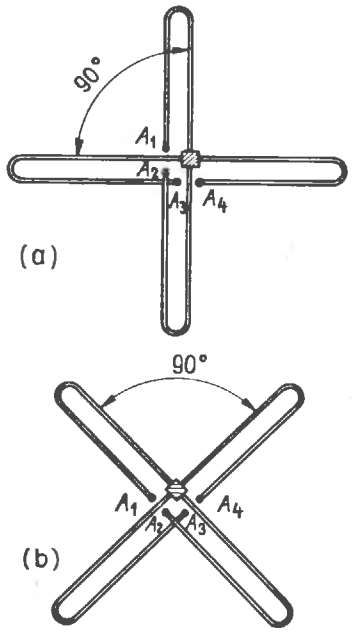
A cirkuláris és a lineáris polarizáció közötti −3 dB csillapítást könnyen megértjük, ha abból az egyszerűsített elképzelésből indulunk ki, hogy az adóból kisugárzott teljesítmény fele-fele arányban oszlik meg a függőleges és a vízszintes sík között. Ennélfogva a lineárisan polarizált vevőantenna a kisugárzott teljesítménynek csak a „függőleges felét" vagy csak a „vízszintes felét" veszi aszerint, hogy függőleges vagy vízszintes a polarizációs síkja. A félteljesítmény −3 dB csillapításnak felel meg. Ezért van az, hogy a lineárisan polarizált vevőantenna csak oly módon képes venni a cirkulárisan polarizált teret, hogy az egyébként lehetséges vételi feszültségnek körülbelül a hét tizedét adja le. A lineáris, vízszintes és a lineáris, függőleges polarizáció közötti csillapítás viszont −20 dB körül van, vagyis ebben az esetben a 1/10-edére csökken a vételi feszültség.

További előnyöket a 2 m-es amatőrsávban lefolytatott gyakorlati kísérleteivel *Bittan* állapított meg: a cirkuláris polarizációval távoli völgyeket és más olyan leárnyékolt területeket is elért, amelyekkel lineáris polarizáció útján nem lehetett rádióösszeköttetést létrehozni. Az ilyen körülmények között várható többszöri visszaverődések miatt nyilván kedvezőbb itt a cirkuláris, mint a lineáris polarizáció. Nagyon jelentős a javulás ezenkívül a járművekkel (mozgó rádióállomásokkal) létesített rádió-összeköttetésekben is. Menet közben az állandó változó környezeti viszonyok miatt állandóan változnak a visszaverődések is. A majdnem mindig függőlegesen polarizált rúdantenna behajlik a robogó gépkocsit érő szél hatására, és sokszor ingaszerűen lengésbe jön. Mindezek a külső hatások együttesen állandó változásokat idéznek elő az amplitúdóban, fázisban és polarizációs irányban, ami elhalkulásokat von maga után. A függőleges gépkocsiantenna különösen érzékeny az ilyen fadingre, mert az akadályok többnyire függőleges élűek. A cirkulárisan polarizált antenna alkalmazásával nagyrészt megszűnik a polarizációs irány változásaival előidézett flatterfading. Egy különböző fákból álló, sűrű erdőben, körülbelül 4 km hosszú úton végzett mérések során függőleges polarizációval közel 40, vízszintes polarizációval 12, cirkuláris polarizációval viszont mindössze 3 dB körüli csillapítást lehetett észlelni. Ezek az eredmények összhangban vannak azzal a tapasztalattal, hogy a cirkuláris polarizáció annál előnyösebb, mennél kedvezőtlenebb az URH-helyzet.

Cirkuláris polarizáció és irányhatás elérésére a 2 m-es sávban jól használható a már ismertetett helical beam (lásd a 26.3.2. pontot) és a kereszt alakú Yagi-antenna. A helical beam mechanikailag kissé nehezebben építhető meg, viszont roppant egyszerű a táplálása. Ezzel ellentétben a kereszt alakú Yagi-antenna mechanikailag aránylag egyszerű, a táplálása azonban már valamivel bonyolultabb. A gyakorlatban a helical beam főképpen a deciméteres tartományban (például a 70 cm-es amatőrsávban) előnyös, míg a kereszt alakú Yagi-antennát a 2 m-es sávban érdemes alkalmazni.

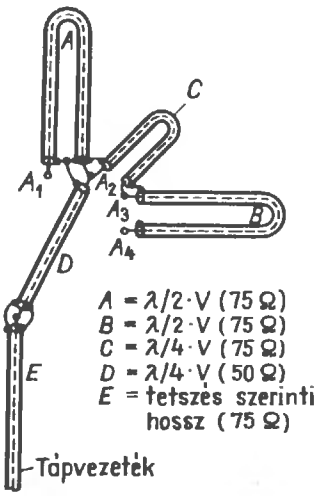
A Yagi-rendszerekben cirkuláris polarizáció eléréséhez úgy kell két elektromosan és mechanikailag teljesen egyforma Yagi-antennát a térben elhelyezni, hogy a polarizációban 90° eltérés legyen közöttük (például az egyik rendszer vízszintes, a másik függőleges polarizációt kapjon), és a két rendszert 90° fáziseltéréssel kell gerjeszteni. Ilyen körülmények között forgó tér jön létre, és a forgás a gerjesztéstől függően jobbra vagy balra irányul (követi az óramutatók járását vagy ellentétes az óramutatók járásával). A lineárisan polarizált hullámok vétele szempontjából nincs jelentősége ennek a forgásiránynak.

A két Yagi-rendszert általában egy közös hossztartóra úgy szereljük fel, hogy keresztben legyenek az elemek (34.9. ábra). Minthogy a táplált elemek párhuzamosak egymással, az eredő talpponti ellenállás feleakkora, mint az egyszerű rendszerben. Az adóból jövő nagyfrekvenciás teljesítmény egyenletesen oszlik meg a két rendszer között. A két Yagi-rendszer között a cirkuláris polarizáció eléréséhez szükséges 90° fáziseltolást egyszerűen úgy kaphatjuk meg, hogy az egyik rendszert egy negyedhullámú kerülővezetéken keresztül gerjesztjük. Arra azonban nagyon ügyeljünk, hogy a sugárzási csatolás a lehető leglazább legyen a Yagi-rendszerek között, és gyakorlatilag csak a negyedhullámú kerülővezeték csatolása érvényesüljön. A két Yagi között már csak azért is nagyon csekély lehet a sugárzási csatolásból származó kölcsönhatás, mert az egyik rendszer vízszintes, a másik meg függőleges polarizációjú (34.9. /a/ ábra). A kereszt alakban elhelyezett elemeket ajánlatos néha 45°-kal úgy elforgatni, hogy felülnézetben fekvő keresztet alkossanak, és ezáltal ferde polarizációt kapjanak (34.9./b/ ábra). Ilyen módon elektromosan egyenlő hatékonysá-



34.9. ábra. A cirkulárisan polarizált Yagi-rendszerek kereszt alakú elrendezése (táplált elemek)

(a) függőleges és vízszintes rendszert tartalmazó kereszt, (b) „fekvő" kereszt, vagyis a rendszerek 60°-os szöget zárnak be a függőlegessel



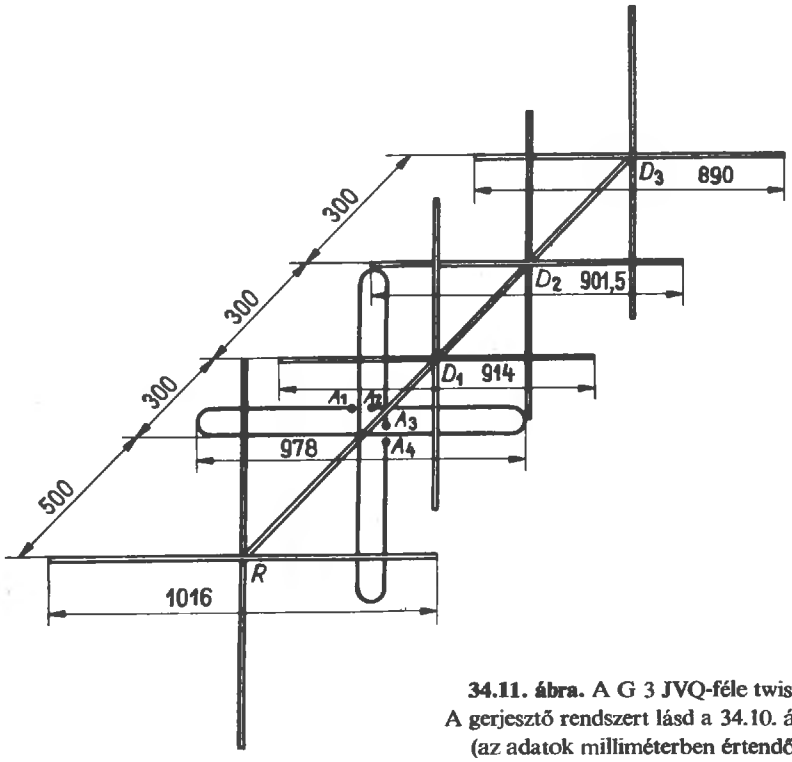
34.10. ábra. Táprendszer a 34.9. ábrán megrajzolt, cirkulárisan polarizált, kereszt alakú Yagi-antennához

gúak maradnak, és a függőleges antennaárbochoz képest jobban csatolásmentesíthetők az elemek.

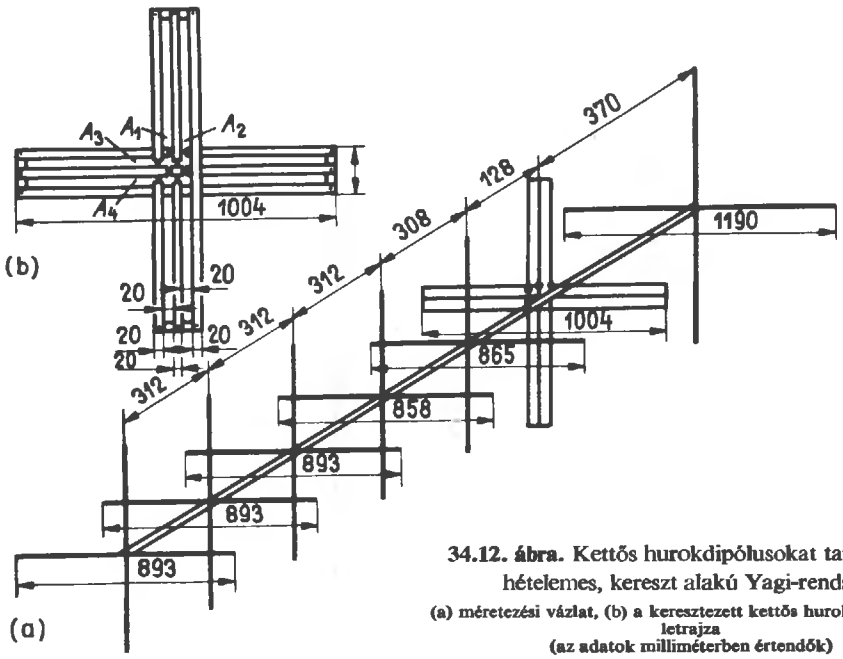
Ha a Yagi-rendszerekben a táplált elem egy hurokdipólus, és a talpponti ellenállás ennek következtében a szokásos módon szimmetrikusan 240 Ω, célszerű a táppontokban 60 Ω nagyságú aszimmetrikus csatlakozási impedanciát alakítani ki. A legkisebb veszteséggel ezt úgy érjük el, hogy egy-egy félhullámú (*A* és *B*) kerülővezetéket iktatunk be (34.10. ábra) a 7.5. pont szerint. Ezenkívül egy negyedhullámú koaxiális kábelszakasszal össze kell még kötni az A_2 és az A_3 pontot (*C*). Ezzel jön létre a szükséges 90°-os fáziseltolás. Ezután már be is lehetne kötni közvetlenül az A_2 és az A_3 pontban a tetszés szerinti hosszúságú koaxiális tápkábelt *(E)*, csakhogy legalább 2 : 1 állóhullámarányt kapnánk, hiszen a két Yagi-antenna párhuzamos kapcsolása következtében a felére, vagyis 30 Ω-ra csökkent a talpponti ellenállás. Ezért a 30 Ω-ot fel kell transzformálni a tápkábel csatlakozási értékére, például 75 Ω-ra. Az (5.31) egyenlet értelmében egy ilyen negyedhullámú transzformátor *(D)* hullámellenállása körülbelül 48 Ω lehet (lásd a 6.5. pontot). A keresztelemben kapható 50 Ω-os kábel felhasználásával elhanyagolhatóan kis illesztési hibát kapunk Ezután már hozzáköthetjük a negyedhullámú transzformátor *(D)* végéhez a tetszés szerinti hosszúságú, 75 Ω hullámellenállású kábelt *(E)*.

Ennek a gerjesztési elvnek az alapján G 3 JVQ egy ötemeletes, kereszt alakú Yagi-antennát épített. A róla elnevezett „G 3 JVQ-twister" a 2 m-es sávnak megfelelő méreteivel együtt a 34.11. ábrán látható. A 0,7 λ viszonylagos hosszúságú antenna körülbelül 7,5 dB nyereséggel működik. A 34.10. ábra szerinti elrendezésű, cirkulárisan polarizált, kereszt alakú Yagi-kombinációk alakjában impedanciahelyesen lehet gerjeszteni minden olyan Yagi-rendszert — például a 22.2. pont szerinti három-, hat- vagy kilencelemes rendszereket —, amelynek talpponti ellenállása 240 Ω.

A tápvezetéken belül lehetőleg kerülni kell a transzformáló tagok alkalmazását, mert a különböző hullámellenállású kábelek összekötése többletköltséget okoz, ezenkívül pedig kifogástalan tömítést követel meg a nedvesség behatolása ellen. A negyedhullámú transzformátorhoz *(D)* szükséges hullámellenállású kábeldarabokat



34.11. ábra. A G 3 JVQ-féle twister.
A gerjesztő rendszert lásd a 34.10. ábrán
(az adatok milliméterben értendők)



34.12. ábra. Kettős hurokdipólusokat tartalmazó, hételemes, kereszt alakú Yagi-rendszer
(a) méretezési vázlat, (b) a keresztezett kettős hurokdipólus részletrajza
(az adatok milliméterben értendők)

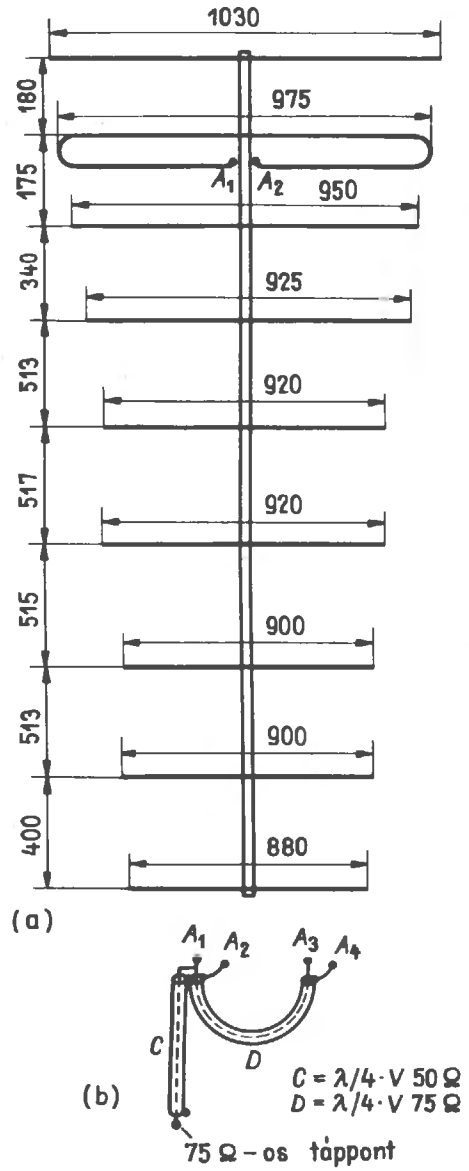
egyébként sokszor nem is lehet beszerezni. Ebben az esetben egy egyszerű megoldással feleslegessé is tehetjük a negyedhullámú *D* szakaszt, amennyiben a táplált hurokdipólust kettős hurokdipólussá (4.2. ábra) alakítjuk át. Ezáltal a talpponti ellenállás 240 Ω-ról mind a két rendszerben körülbelül 540 Ω-ra nő meg. A két *(A* és *B)* kerülővezeték (34.10. ábra) ekkor külön-külön aszimmetrikus 135 Ω-ra transzformál. Minthogy a negyedhullámú *C* szakasz párhuzamosan kapcsolja a két Yagi-antennát, a csatlakozási impedancia a felére, körülbelül 68 Ω-ra csökken, úgyhogy egy 70 Ω-os tápkábelt közvetlenül lehet az A_2 vagy az A_3 ponthoz csatlakoztatni. Még a 60 vagy 75 Ω hullámellenállású tápkábelek sem okoznak jelentősebb illesztési hibát.

A 34.12. ábrán megrajzolt hételemes, kereszt alakú Yagi-rendszer kettős hurokdipólusokat tartalmaz. A beírt méretek a 2 m-es sávra vonatkoznak. Minden elem 20 mm széles keményalumínium szalagból (hulladékanyagból) készült. Egy négyzetes keresztmetszetű (22 mm × 22 mm méretű) tartócső alkalmazásával közvetlenül lehetett csavarokkal a csőhöz erősíteni a behajlított félrészeket. A 0,85 λ viszonylagos hosszúságú antenna nyeresége körülbelül 8,5 dB.

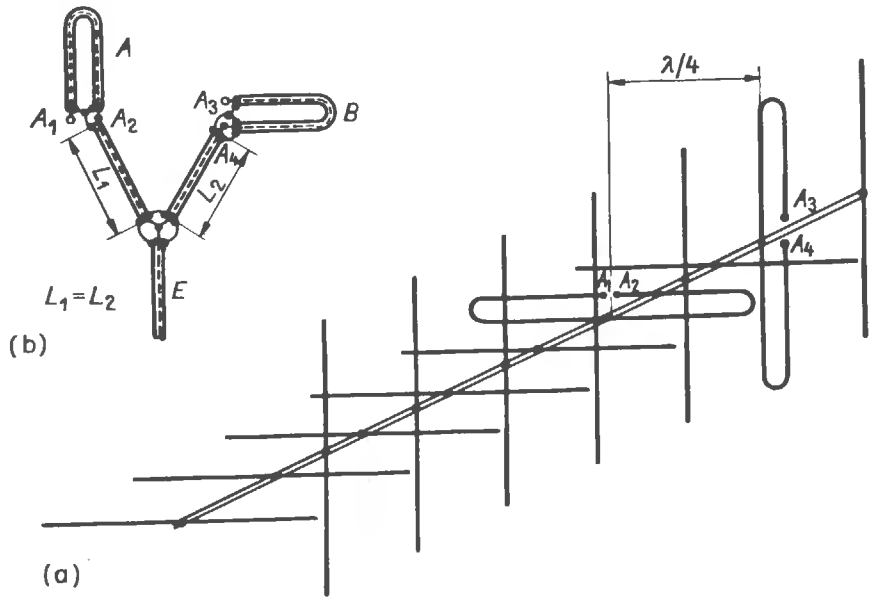
Ez az egyszerűsített táplálás minden kereszt-Yagin alkalmazható, ha a rendszer talpponti ellenállása 240 Ω. Ilyenkor mindössze az egyszerű hurokdipólusok helyére kell kettős hurokdipólusokat tenni, hogy 540 Ω-ra nőjön meg a csatlakozási impedancia, egyébként azonban minden más elektromos tulajdonság változatlan marad a Yagi-rendszerben. A kettős hurokdipólusok helyett természetesen a 4.4. ábra szerinti egyszerű (de különböző átmérőjű elemekből összeállított) hurokdipólusokat is felhasználhatjuk. Ez a megoldás mechanikai tekintetben sokszor előnyösebb is, kisebb a szélellenállása, és ha helyesen választjuk meg az átmérők arányát, egészen pontos illesztéssel csatlakoztathatjuk a tápkábelt.

Mindettől függetlenül olyan kereszt-Yagikat is szokás építeni, amelyekben a táplált elemek gammaillesztéssel gerjesztett egyenes dipólusok. Ezzel meg lehet takarítani a két félhullámú kerülővezetéket, de nagyobb és mechanikailag nehezebb feladattá válik a beállítható gammatagok megépítése. Optimális beállításuk legalábbis sok időt vesz igénybe, és az elemek félrészei — aszimetrikus gamma-gerjesztés következtében — sokszor különböző áramokat vesznek fel.

A táplálás szempontjából egyszerűsített változat a 34.13. ábrán látható kilencelemes, kereszt alakú Yagi-rendszer. Itt mind a két Yagi-síkot 75 Ω talpponti ellenállásra méretezzük. Ezáltal kiküszöböljük a félhullámú kerülővezetékeket, és



34.13. ábra. 2 × 9 elemet tartalmazó, kereszt alakú Yagi-antenna
(a) az egyik Yagi-sík méretei, (b) gerjesztőrendszer cirkuláris polarizációra
(minden adat milliméterben)

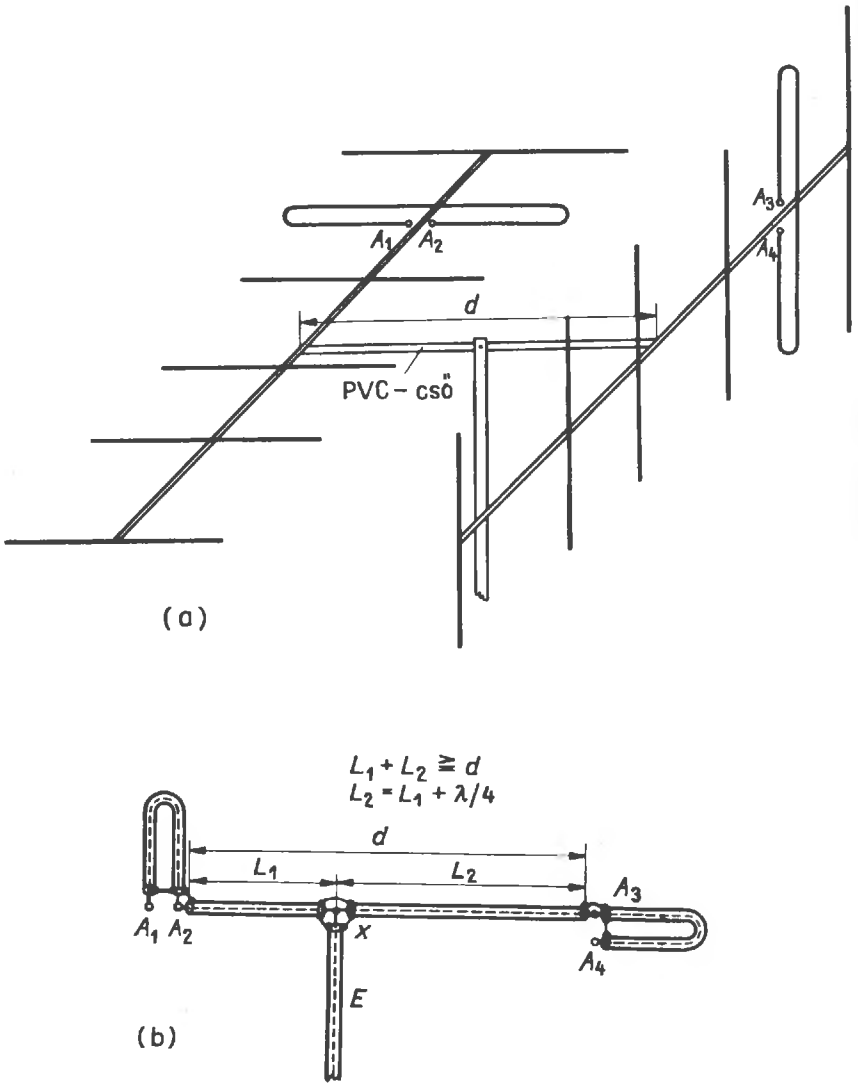


34.14. ábra. Hosszirányban eltolt Yagi-rendszereket tartalmazó, kereszt alakú Yagi-antenna
(a) felépítése, (b) gerjesztőrendszere cirkuláris polarizációra

egyúttal tudatosan lemondunk a szimmetriaátalakításról. Amint DL 1 BU mérései igazolják, ennek nincs hátrányos következménye. A 34.13. (a) ábrán ennek a kereszt alakú Yagi-rendszernek az egyik síkját és a 2 m-es sávnak megfelelő méreteit látjuk. Az összeépítés ugyanaz, mint a 34.10. ábrán, a táplált hurokdipólusra a 34.9. ábra érvényes. A 4 mm átmérőjű, kemény alumíniumból elkészített elemeket be kell csavarozni a négyzetes keresztmetszetű (20 mm× 20 mm méretű) tartóba. A függőleges és a vízszintes sík között a tartó mentén 30 mm a távolság. A 34.13. (b) ábra szerinti gerjesztőrendszerhez a negyedhullámú kerülővezeték (D) 75 Ω-os koaxiális kábelből készül, a negyedhullámú transzformátor (C) pedig egy 50 Ω-os kábeldarabot igényel. Ebben az elrendezésben körülbelül 11,5 dB nyereségre számíthatunk.

Ezeken kívül más eljárásokkal is megvalósítható a cirkuláris polarizáció a Yagi-rendszerekben. Egy egyszerű kompromisszumos megoldás szerint a két egyforma Yagi-rendszert kereszt alakban rászereljük a közös tartóra, de a vízszintes elemeket az elemek tartója mentén hosszirányban $\lambda/4$ távolságnyira eltoljuk a függőleges elemektől (34.14. ábra). Minthogy a vízszintes és a függőleges elemek között a $\lambda/4$ térbeli távolság a futásidő folytán 90° fáziseltolást eredményez, cirkuláris polarizációt kapunk, és ennek eléréséhez nem is kellett egy különálló negyedhullámú tagot beiktatnunk a táppontok közé. Ezután a két táplált hurokdipólust egyenlő hosszúságú kábeldarabokkal párhuzamosan kapcsoljuk (34.14. (b) ábra), hogy azonos fázisban táplálhassuk őket. A fáziseltolást a sugárzási terek térbeli eltolása egyedül hozza létre.

A cirkulárisan polarizált Yagi-antennáknak egy másik szerkezeti változatában oldalirányban van eltolva egymástól a két rendszer (34.15. ábra). Megépítéséhez két elemtartóra és egy vízszintes —lehetőleg műanyag, például PVC-anyagú — köztartó cső szükséges. Minthogy az elemek itt ugyanabban a síkban vannak, ez a térbeli elrendezés nem idéz elő semmilyen fáziseltolást. Ezért egy negyedhullámú kerülővezetéket kell beiktatni a két rendszer közé, hogy létrejöjjön a cirkuláris polarizáció. Ennek a követelménynek tesz eleget a 34.15. (b) ábra szerinti gerjesztőrendszer. Elvileg itt is ugyanaz az elrendezés, mint a 34.10. ábrán, minthogy azonban az A_1—A_2 és A_3—A_4 táppontok nem közvetlenül egymás mellett, hanem egymástól d távolságra vannak, az összekötő vezeték hosszának $\geqq d=L_1+L_2$ nagyságúnak kell lennie. Ezenkívül az egyik Yagi-rendszert a másik-



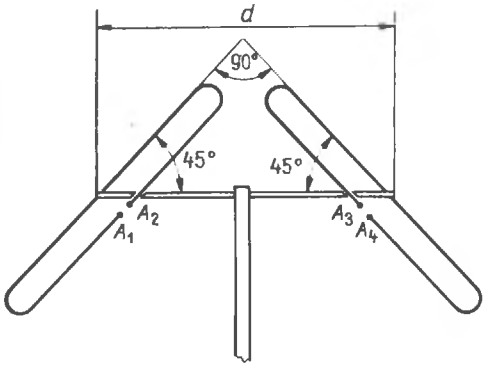
34.15. ábra. Oldalirányban eltolt rendszereket tartalmazó, cirkulárisan polarizált Yagi-kombinációk

(a) mechanikai felépítése, (b) gerjesztőrendszere

hoz képest egy $\lambda/4$ hosszúságú, vagyis 90° fáziseltolásnak megfelelő kerülőúton kell gerjeszteni. Ez az eset magától bekövetkezik, ha az L_2 vezeték elektromosan $\lambda/4$-del hosszabb, mint L_1. Ilyen arány szerint jelöljük ki az E tápkábel X csatlakozási pontját. Az esetleg szükségessé váló illesztőtagot a 34.10. ábra szerint egy negyedhullámú transzformátor (D) alakjában iktatjuk be az X pont és az E tápkábel közé.

Az ilyen elrendezés különösen jól felhasználható a műholdak (például az OSCAR) adásainak vételére, mert a köztartó cső axiális elforgatásával könnyen átbillenthető függőleges helyzetbe az antennarendszer. Az oldalirányban mért d távolságnak lehetőleg minél kisebbnek kell lennie. A fél hullámhossznál mindenesetre valamivel nagyobbnak kell lennie a d távolságnak, nehogy az antennapóznába ütközzön az antenna, amikor függőle-

ges helyzetbe billentjük. Kisebb megkötöttséget okoz a függőleges pózna abban az esetben, amikor a Yagi-antenna 45°-os ferde polarizációval működik. Az elemek ebben az esetben a 34.16. ábra szerint helyezkednek el. A gerjesztőrendszer ugyanolyan elrendezésű, mint a 34.15. (b) ábrán.



34.16. ábra. A cirkulárisan polarizált Yagi-rendszerek elemeinek elrendezése (az ábrán csak a táplált elemek láthatók)

Minden cirkulárisan polarizált Yagi-kombinációt *úgy lehet kialakítani, hogy az állomás helyiségéből* lehessen a cirkuláris és a lineáris polarizációra átkapcsolni. Ennek megvalósítására mindegyik részrendszerből egy-egy külön tápvezetéket kell vinni az állomás helyiségében levő átkapcsolóhoz. A két vezetéknek egyenlő hosszúnak kell lennie. Ilyen módon mindegyik rendszer önmagában mint lineárisan polarizált és megfelelő (vízszintes, függőleges vagy 45°-kal elferdített) polarizációs helyzetű antenna használható fel. Ha az egyik tápvezetéket elektromosan $\lambda/4$-del meghosszabbítjuk, majd a két vezetéket párhuzamosan kapcsoljuk, cirkuláris polarizációt kapunk. A két tápvezeték tényleges hosszának nincsen különösebb jelentősége, csak arra kell ügyelni, hogy a cirkuláris polarizáció eléréséhez az egyik vezeték elektromos hosszának pontosan $\lambda/4$-del nagyobbnak kell lennie a másik vezeték elektromos hosszánál.

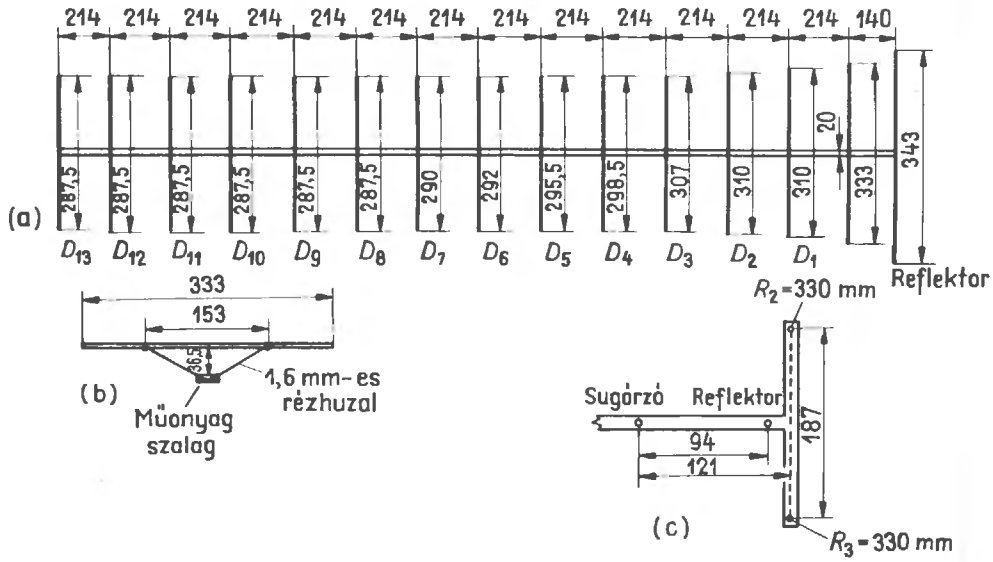
A cirkulárisan polarizált, kereszt alakú Yagi-rendszer ugyanakkora nyereség elérésével mindenesetre kétszer annyiba kerül, mint az egyszerű, lineárisan polarizált Yagi, úgyhogy előzőleg mindig jól meg kell gondolnunk az alkalmazását. Az elforgatható vagy átbillenthető kereszt-Yagi még abban az esetben is jól felhasználható a 2 m-es sávban a műholdak adásainak vételére, az auróra- és a meteorit-összeköttetésekhez és a mozgó rádióállomásokkal létesítendő összeköttetésekhez, ha az ellenállomáson lineáris a polarizáció. Ha azonban a rádióforgalmat például túlnyomórészt frekvenciamodulációs reléállomások útján kell lebonyolítani, általában nem érdemes a kereszt alakú Yagi-rendszert megépíteni, hiszen ebben az esetben az egyszerű, függőlegesen polarizált Yagi-antenna feleannyi költséggel 3 dB-lel jobb eredményt szolgáltat. Aki azonban a 2 m-es sávban univerzálisan használható antennát akar építeni magának, és nem riad vissza a nagyobb költségektől, lássa el különálló tápvezetékekkel a kereszt alakú Yagi-rendszer két részét, hogy tetszés szerint bármelyik polarizációs módban dolgozhasson.

34.5. 15-elemes hosszú Yagi-rendszer a 70 cm-es amatőrsávra

Egy könnyen bővíthető 15-elemes hosszú Yagi-rendszert dolgozott ki és többször is sikeresen használt fel W∅ EYE. A 4,2 λ viszonylagos hosszúságú antennával 14 dB nyereséget lehet elérni. A szerkezeti részleteket a 34.17. ábrán láthatjuk. Az egyszerű deltaillesztés útján 50 Ω-os szimmetrikus tápponti ellenállást kapunk, de a sugárzók távolságának kisebb változtatgatásaival (34.17. (b) ábra) más értékeket is be lehet állítanunk. A koaxiális kábelek csatlakoztatásához szimmetriaátalakítás, például egy Pawsey-féle szimmetrizáló tag vagy egy negyedhullámú fazék is szükséges (lásd a 7. fejezetet).

Mindegyik elemet 5 mm átmérőjű csőből vagy tömör anyagból kell elkészíteni, és egy 2,95 m hosszú fémtartóra kell szerelni (ennek az elemtartó rúdnak az átmérője 20 mm).

Egy kissé szokatlan, ahogyan a 34.17. (c) ábrán az R_2 és R_3 további elemek hozzáadásával 17-re növeljük az elemek számát. A reflektor és a táplált elem közötti távolságot ezzel egyidejűleg 94 mm-re kell csökkenteni. R_2 és R_3 közül az egyik az antennasík felett, a másik pedig az antennasík alatt helyezkedik el, és mind a kettő távolabb van a táplált elemtől. mint a reflektor. Ezeket a további elemeket nem nevezhetjük reflektornak, mert geometriailag valamivel rövidebbek, mint a táplált elemek. A sugárzási centrumnak (lásd a 22.3. pontban) ezzel a kiszélesítésével 0,5 dB-lel lehet megnövelni a nyereséget, de a tápponti ellenállás értéke változatlan marad.



34.17. ábra. A 70 cm-es sávban használható, 15-elemes Yagi-antenna W ∅ EYE szerint

(a) felépítése, (b) a táplált elem részletrajza, (c) az R_2, R_3 elemekkel kibővített változat (és metszetrajz)

Mechanikai és elektromos adatok

Az elemek átmérője	5 mm
Az elemek tartójának átmérője	20 mm
Az antenna hossza	2930 mm

Talpponti ellenállás	50 Ω, szimmetrikus
Nyereség	14 dB (14,5 dB)
Hátracsillapítás	kb. 21 dB
Vízszintes nyílásszög,	$\alpha_E \approx 30°$
Függőleges nyílásszög,	$\alpha_H \approx 35°$

35.

CB-antennák

Nemzetközi megállapodások értelmében az országok magánszemélyek, hivatalok, cégek, egyesületek és egyéb szervezetek rendelkezésére bocsáthatnak meghatározott frekvenciatartományokat. Az utóbbiak az úgynevezett polgári sávok, angolul citizens bands (rövidítése: CB), vagyis a „mindenki sávjai". Részben ezeket a frekvenciatartományokat lehet a modellek rádióvezérlésére is felhasználni.

Az ilyen sávok szabaddá tételéről az egyes országok döntenek, és egyúttal szabályozzák is a sávok felhasználását. A CB-engedélyek kiadása általában nincsen semmilyen vizsgához kötve, és egyéb módon sem kell igazolni szakismereteket. A rádióadó üzembehelyezéséhez rendszerint a rádiófelségjogot gyakorló hatóságtól kell engedélyt és igazoló jelzést kérni. Az előírások néha csak az egyszerű, különlegesebb irányhatás nélküli dipólusantennák használatát engedik meg.

A polgári rádióösszeköttetések méteres és deciméteres hullámtartományaiban Magyarországon a következő frekvenciasávok használhatók:

27 MHz-es sáv 26,965... 27,275 MHz (11,126...11,0 m)

80 MHz-es sáv 73,0 ... 82,0 MHz (4,11...3,66 m)

160 MHz-es sáv 146,0...174,0 MHz (2,05...1,72 m)

450 MHz-es sáv 450,0...470,0 MHz (67...63,8 cm)

35.1. 27 MHz-es antennák és számításuk

A 27 MHz-es sávban működik a legtöbb adó, mert a modellek rádióirányításának is ez a legnépszerűbb tartománya. Majdnem mindig körsugárzó antennákat követelnek meg az előírások. Ezt a körsugárzást függőlegesen polarizált antennával, főképpen negyedhullámú sugárzókkal lehet a leggazdaságosabban elérni. Az így kiadódó, kereken 2,70 m hosszú rúdantennák sok esetben túlságosan nehézkesek volnának a rádiótelefonokon és a távirányító adókon, úgyhogy erre a célra gyakoriak a mechanikailag rövidített függőleges sugárzók. Ezek az antennák mindig kisebb hatásfokúak, mint a teljes hosszúságú negyedhullámú sugárzók.

Félhullámú dipólusok és irányantennák a 11 m-es sávban még meglehetősen nagy méretek következtében rendszerint csak a helyhez kötött berendezésekhez használhatók. Külön nem érdemes itt kitérni rájuk, mert az ebben a könyvben ismertetett antennák mindegyikéhez további segítség nélkül is kiszámíthatja az olvasó a 27 MHz-es sávnak megfelelő mechanikai méreteket. A számítás menetét hadd világítsa meg a következő példa:

A 16.10. ábra szerinti háromelemes Yagi-antennát kell 27,0 MHz-re átszámítani. A számítás alapjául azok a méretek szolgálnak, amelyek a 10 m-es sávra (28,2 MHz rezonanciafrekvenciára) a 16.2. táblázatból olvashatók ki. A méterben megadott hosszakat és távolságokat egyszerűen

meg kell szorozni a megahertzben kifejezett rezonanciafrekvenciával, és ezáltal kiadódnak a más rezonanciafrekvenciákra való áttéréshez szükséges átszámítási tényezők. A táplált elem *S* hosszára ebben az esetben érvényes átszámítási tényező: 5,13 m × 28,2 MHz = 144,666. Így tehát 27,0 MHz rezonanciafrekvenciára a sugárzó *S* hossza (kerekítve): 144,666 : 27,0 = 5,36 m. A direktor hossza az értelemszerűen kiszámított 4,71 × 28,2 = 132,822 szorzatból 132,822 : 27,0 = 4,92 m, a reflektor hossza pedig az 5,46 × 28,2 = 153,97 szorzatból 153,97 : 27,0 = 5,70 m. Az *A* távolságok értéke 2,0 × 28,2 = 56,4 szerint 56,4 : 27,0 = 2,09 m.

A szorzással megkapott átszámítási tényezők alapján bármilyen más frekvenciára is át lehet számítani az antennát. Például a 80 MHz-es sávra e háromelemes Yagi-antenna méretei a következők:

$S = 144{,}666 : 80 = 1{,}81$ m, $D = 132{,}822 : 80 = 1{,}66$ m,
$R = 153{,}97 : 80 = 1{,}92$ m,
$A = 56{,}4 : 80\ 0{,}71$ m.

35.1.1. Függőlegesen polarizált antennák a 27 MHz-es sávra

A függőlegesen polarizált, 27 MHz-es körsugárzók elsősorban egyszerű rúdantennák, és akár mint negyedhullámú sugárzók a földhöz képest, akár ellensúlyokkal (radiálokkal) mint groundplane antennák kapják a gerjesztésüket. Részletes tárgyalásuk a különböző változataikkal és illesztési lehetőségeikkel együtt a 19.4.1. pontban található meg. A 19.1. táblázatot hadd egészítse most ki a 27 MHz-es sáv különböző frekvenciáira az itt közölt 35.1. táblázat.

A rendszerint huzalból elkészített radiálok hossza a 2 mm-es elemátmérő sorában megadott méreteknek felel meg. A rúd alakú radiálokat a mindenkori elemátmérő szerint kell méretezni. A kézi rádiótelefon-készülékekhez nehézkességük miatt általában nem alkalmazhatók a radiálok, és helyettük inkább a készülékház az ellensúly.

270 cm hosszú rúdantenna különböző okokból sokszor nem is valósítható meg. Az ilyen esetekben mechanikailag rövidített negyedhullámú sugárzók használatosak, számításuk részletes tárgyalását a 28.2. pont tartalmazza. A negyedhullámú tekercsek és az illesztő áramkörök méretezéséhez ott megadott egyenletekből ki lehet számítani minden tetszés szerinti hosszúságú, de a negyedhullámnál rövidebb rudak rezonancia- és illesztési viszonyait arra az esetre, amikor a 27 MHz-es sávban kell működnie az antennának. Nem szabad azonban megfeledkezni arról, hogy mennél nagyobb mértékben rövidítjük meg a rudat, annál kisebb lesz a sugárzási ellenállása, vagyis annál rosszabb lesz a hatásfoka is.

A 27 MHz-es üzemre különleges esetekben a 19.7. pont szerinti DDRR antenna is elképzelhető, hiszen ebben az esetben rendkívül kicsi a szerkezeti magasság. A 27 MHz-es sávnak megfelelő méretek kiszámításához egyszerűen meg kell növelni 7%-kal a 10 m-es sávra a 19.4. táblázatban megadott értékeket. Ennek az ugyancsak függőlegesen polarizált körsugárzónak alig 0,3 Ω a sugárzási ellenállása, úgyhogy rendkívül kis értéken kell tartani a várható veszteségi ellenállásokat. Ezzel ellentétben a 135 cm-re rövidített — 27 MHz-en $\lambda/8$-nak megfelelő — függőleges rúd sugárzási ellenállása még mindig 6,5 Ω.

Helyhez kötött antennának nagyon jól beválnak a függőleges félhullámú dipólusok, mert jelentős mértékben függetlenek a terepviszonyok-

35.1. táblázat. A normális groundplane antennák méretezése a 27 MHz-es sáv frekvenciáira

Az elemek átmérője, mm	Az elemek hossza (cm)					
	26,97	27,03	27,09	27,15	27,21	27,27
	MHz-en					
2	272	271	270,5	270	269	268,5
6	271	270	269,5	269	268,5	268
10	270	269,5	269	268,5	268	267
20	269	268,5	268	267	266,5	266
40	267	266	265,5	265	264,5	264

tól, koaxiális kábellel minden nehézség nélkül táplálhatók, körsugárzási diagramjuk kedvező, és emelkedési szögük kicsi. A koaxiális kábellel táplált függőleges félhullámú dipólus optimális megoldása a 19.24. ábrán látható koaxiális antenna, amelynek két ága a 27 MHz-es üzemben egyenként 275 Ω-ra méretezendő.

Nagyjából ugyanilyen hatásfok eléréséhez valamivel több anyagot igényel a 19.36. ábra szerinti *J* antenna, amely a 27 MHz-es sávban 0,75 λ teljes hosszmérettel még mindig 8 m magas. A pontos méreteket az ott közölt méretezési egyenletek alapján lehet megkapni.

Minthogy a 27 MHz-es sávban rendszerint kicsi aránylag a megengedett adóteljesítmény, érdemes megpróbálkozni a 19.39. ábra szerinti T2FD antennával is. A 390 Ω értékű, indukciómentes, kis terhelhetőségű energiaelnyelő ellenállás elkészítése aligha okozhat nagyobb nehézségeket. A 27 MHz-es üzemre (λ/3-nak megfelelően) 370 cm legyen az antenna magassága, és a vezetők között (λ/100-nak megfelelően) 11 cm távolságot kell hagyni. Ez az antenna olyan széles sávú, hogy körülbelül 150 MHz-ig alkalmazható.

35.1.2. Vízszintesen polarizált antennák a 27 MHz-es sávra

Mozgó állomásokhoz a 27 MHz-es sávban vízszintesen polarizált antennát aligha lehet használni, hiszen a félhullámú dipólus hossza ebben a hullámtartományban kereken 550 cm. A kézi rádiótelefonokhoz, modellek távirányításához és a gépjárműveken túlságosan nagyméretű volna egy ilyen antenna. Ezenkívül a vízszintesen polarizált antennákkal csak nehezen és aránylag sok anyag felhasználásával lehetnek jó körsugárzási diagramot megvalósítani.

A helyhez kötött berendezésekhez ugyanazokat az antennákat lehet felhasználni, amelyek a 10 m-es amatőrsávban használatosak. A 11 m-es sáv nagyobb hullámhosszának megfelelően csak a méreteket kell egy kissé helyesbíteni. Az ehhez szükséges átszámításokat a megadott átszámítási egyenletek alapján kell elvégezni. A valamivel bonyolultabb alakú antennákra vonatkozólag, amelyeknek méreteit a különböző amatőrsávok szerinti csoportosításban táblázatok adták meg, kiegészítő táblázatok készültek, és ezek tartalmazzák a 27 MHz-es üzemnek megfelelő számadatokat.

Ha nagyjából körsugárzásra van szükség, a 10.31. (a) 3. ábra szerinti vízszintes félhullámú szögdipólust lehet a legegyszerűbb esetben megépíteni. Cső alakú, 15...25 mm átmérőjű elemek felhasználásával az oldal hossza a 27 MHz-es sáv középső frekvenciájára kiszámítva egyenként 263 cm. E szögdipólus talpponti ellenállása 50 Ω.

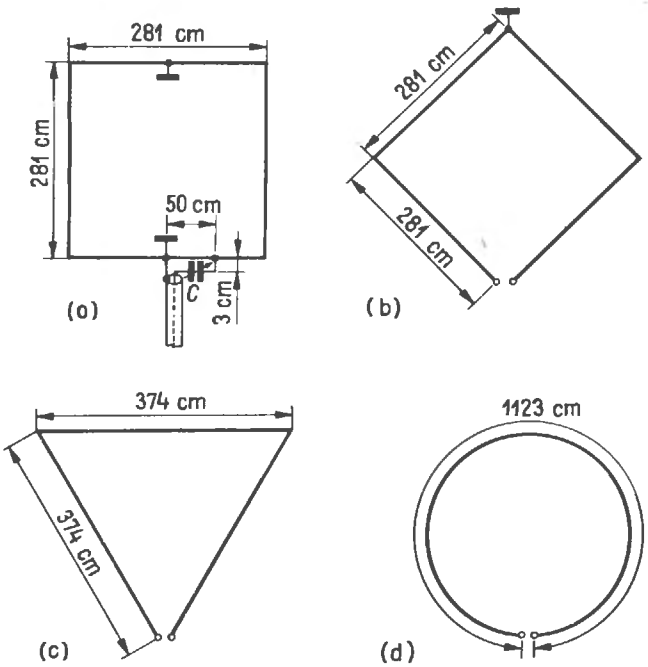
A 35.1. (a) ábra szerinti egyszerű quadelem is ajánlható erre a célra. Huzalból készíthető el, ezáltal könnyű és olcsó, ennek ellenére azonban a félhullámú dipólushoz képest 1 dB antennanyereséget is nyújt. Amint a 35.1. (a) ábra mutatja, a quadelemet egy gammatagon keresztül (lásd a 6.3. pontot) lehet a koaxiális tápkábelhez illeszteni. Mechanikai okokból sokszor előnyösebb a 35.1. (b) ábra szerinti megoldás, ahol a quadelem egy csúcsára állított négyzet. Az egészhullámú hurok természetesen delta-loop [35.1. (c) ábra] vagy gyűrűs elem [35.1. (d) ábra] is lehet. A 27 MHz-es üzemnek megfelelő méreteket a 35.1. ábra adja meg. A gammaillesztés mind a négy változatban alkalmazható. Elektromos tulajdonságaik tekintetében ezek a változatok csak lényegtelen mértékben különböznek egymástól.

A mellékelt táblázatok 27 MHz-en használható, vízszintesen polarizált iránysugárzókat adnak meg. Az egyes táblázatok címéből az is kiolvasható, hogy a kérdéses antenna leírása melyik pontban és melyik ábrán található meg.

35.2. 80 MHz-es antennák

A 80 MHz-es sáv (73...82 MHz) egy része beleesik az OIRT-szabvány szerinti R-III televíziócsatornába (76...84 MHz). Ezért ezt a sávot csak feltételesen szabad a CB-tartományban kihasználni, nem is szólva arról, hogy a troposzféra és az ionoszféra viszonyai rendellenes hullámterjedést, nagy hatótávolságokat idézhetnek itt elő.

Az antennaméretek nem okoznak gondot, mert még a mozgó állomásokon is jól kezelhető antennák adódnak. A negyedhullámú rúd hossza ebben a tartományban átlagosan 90 cm.



35.1. ábra. Egészhullámú hurok a 27 MHz-es sávra
(a) és (b) quadhurok, (c) delta-loop, (d) gyűrűs elem

35.2. táblázat. Kételemes, forgatható iránysugárzók a 27 MHz-es sávra
(ismertetésük a 16.2. pontban és a 16.9. ábrán)

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
S hossz	536 cm	535 cm	533 cm
D hossz	505 cm	503,5 cm	502 cm
A távolság	136 cm	136 cm	135 cm
d átmérő	35...40 mm	35...40 mm	35...40 mm
Sugárzási ellenállás	20 Ω	20 Ω	20 Ω
A sugárzók táplálását lásd a 16.4. pontban			

35.3. táblázat. Háromelemes Yagi-antenna a 27 MHz-es sávra
ismertetésük a 16.3. pontban és a 16.10. ábrán

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
S hossz, cm	535	533,5	531
D hossz, cm	484	482,5	480,5
R hossz, cm	570	568	566
A távolság, cm	209	208,5	208
d átmérő, mm	35...40	35...40	35...40
Sugárzási ellenállás, Ω	22	22	22
A sugárzók táplálását lásd a 16.4. pontban			

35.4. táblázat. Cubical quad antennák a 27 MHz-es sávra
(ismertetésük a 15.4.1. pontban és a 15.8—15.10 ábrákon)

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
Reflektorcsonkkal			
l_s oldalhossz, cm	281	280	279
l_r oldalhossz, cm	281	280	279
A reflektorcsonk hossza, cm	75	75	74
Rezonáns reflektorral			
l_s oldalhossz, cm	281	280	279
l_r oldalhossz, cm	309	308	307
Az elemek A távolsága, cm			
0,08 λ			
(G≈5,2 dB, Z≈45 Ω	88	87,5	87
0,10 λ			
(G≈5,6 dB, Z≈60 Ω)	110,5	110	109,5
0.12 λ			
(G≈5,7 dB, Z≈72 Ω	133	132,5	132
0,15 λ			
(G≈5,6 dB, Z≈85 Ω)	166	165,5	165
0,20 λ			
(G≈5,4 dB, Z≈110 Ω)	222	221	220
A 15.10. ábra szerinti gammaillesztés *L* hossza 50 cm, *C* kapacitása 50 pF			

35.5. táblázat. Delta-loop antennák a 27 MHz-es sávra
(ismertetésük a 15.4.5.1. pontban és a 15.21. ábrán)

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
Gerjesztett elem			
A huzal A_s hossza, cm	431	430	428
A szár B_s hossza, cm	352	351	350
Teljes kerület, cm	1135	1132	1128
Reflektor			
A huzal A_R hossza, cm	462	461	459
A szár B_R hossza, cm	378	376	375
Teljes kerület, cm	1218	1213	1209
Direktor			
A huzal A_D hossza, cm	418	417	415
A szár B_D hossza, cm	340	339	338
Teljes kerület, cm	1098	1095	1091
0,19 λ reflektortávolság, cm	209	209	209
0,13 λ reflektortávolság, cm	145	145	145
0,095 λ direktortávolság, cm	105	105	105

35.6. táblázat. Kalickaantennák a 27 MHz-es sávra
(ismertetésük a 15.4.3. pontban és a 15.13. ábrán)

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
Oldalhosszak, cm			
Gerjesztett elem	309	308	307
Reflektor	309	308	307
Teljes kerület elemenként	1236	1232	1228
A reflektorcsonk hossza	74	74	74

35.7. táblázat. Swiss quad antennák a 27 MHz-es sávra
(ismretetésük a 15.4.4. pontban és a 15.14. ábrán)

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
Az antenna magassága, cm	311	310	309
Az antenna szélessége, cm			
direktor	295	294	293
reflektor	326	325	324
A direktor és a reflektor közötti távolság, cm	110	110	110

35.8. táblázat. A negyedhullámú sugárzók mérete a 80 MHz-es sáv frekvenciáira

Az antennaelemek átmérője, mm	73	76	79	82
	MHz üzemi frekvencián			
2	994	958	922	888
3	990	953	917	883
4	984	948	912	978
6	979	943	907	874
8	974	938	902	869
10	969	933	898	865
15	960	925	890	857
20	953	918	884	851
40	933	898	865	833

35.2.1. Függőlegesen polarizált antennák a 80 MHz-es sávra

A járművekhez és a kézi rádiótelefon-készülékekhez olyan teleszkópantennák kaphatók az üzletekben, amelyeknek mechanikai hosszát körülbelül 86 és 100 cm között lehet változtatni. A 80 MHz-es sáv különböző frekvenciáinak megfelelő negyedhullámú sugárzók pontos méretezési adatait az elemek átmérőjének függvényében a 35.8. táblázat tartalmazza. A félhullámú dipólusok rezonanciahosszának meghatározásához egyszerűen meg kell szorozni 2-vel az elemek megadott hosszát.

Különösen ajánlható a 25.1.1. pont szerinti koaxiális antenna megépítése. A 25.1. ábrán megadott negyedhullámú sugárzókat a rudak, illetve csövek átmérőjének és a kívánt frekvenciának megfelelően a 35.8. táblázat szerint kell méretezni.

A 25.2. ábrán megrajzolt, közel 300 cm teljes hosszúságú záróedényes antenna különösen a helyhez kötött berendezésekben felel meg, de figyelembe kell venni az erre az antennára vonatkozólag a 25.1.2. pontban közölt adatokat. A felső félhullámú szakaszt szintén a 35.8. táblázat szerint kell méretezni mégpedig úgy, hogy az ott megadott negyedhullámoknak a kétszeresét kell venni (nagyságrendben 180 cm). A negyedhullámú zárófazék hosszát is a csőátmérő szerint a 35.8. táblázatból lehet kiolvasni. A kábelcsatlakozáshoz szükséges megcsapolások a fazék belső terében a csőhossz $^1/_5$-ének felelnek meg (körülbelül 180 mm a cső vége felett). A megcsapolási pont megfelelő eltolásával optimálisan lehet illeszteni minden — tetszés szerinti hullámellenállású — koaxiális kábelt.

A 19.7. pontban leírt DDRR antenna mint függőlegesen polarizált körsugárzó a 80 MHz-es sávra is méretezhető. Különösen jól lehet felszerelni a gépjárművek fedelére, mert rendkívül kicsi (kb. 30 mm) a szerkezeti magassága. A 19.47. és a 19.48. ábra szerinti 80 MHz-es változatokra a 19.4. táblázatból a következő méretek adódnak:

$D = 310$ mm, $D' \geqq 390$ mm, $H \geqq 30$ mm, $A =$ 20 mm és $C_1 = 15$ pF.

A veszteségi ellenállások csökkentése érdekében lehetőleg minél kisebbre kell venni az elemek d átmérőjét ($d = 5$ mm). A 19.47. ábra szerint alkalmazott alaplemez átmérőjével nem szabad takarékoskodni. A bádogtetők jól kielégítik a gépkocsikon ezt a követelményt.

35.2.2. Vízszintesen polarizált antennák a 80 MHz-es sávra

Amikor a lehető legegyszerűbb eszközökkel nagyjából körsugárzást kell elérni, jól felhasználható a 25.2.2. pont szerinti, szögben behajlított dipólus. A hajlított dipólus rezonanciahosszát a 35.8. táblázat adja meg, de az elemek hosszára leolvasható értékeket meg kell szorozni 2-vel.

Ha különösen fontos, hogy kör alakú legyen a sugárzási diagram, jó megoldást ad a 25.2.5. pont szerinti máltai keresztes antenna, jóllehet aránylag drága. A 35.1. pontban közölt átszámítási utasítások alapján könnyen átszámítható a 80 MHz-es sávra a 25.16. ábrán 145 MHz-re méretezett, máltai keresztes antenna.

A vízszintesen polarizált, irányhatású antennákban nagy a választék, ugyanis a 29. fejezetben az OIRT R-III. csatornájára megadott televízióantennák mind felhasználhatók a 80 MHz-es sávban is. A 80 MHz-es üzemben azonban előnyben kell részesíteni a 73...76 MHz frekvenciákat, mert ez a frekvenciaszakasz tölti ki az URH rádióműsorok tartományának (OIRT) nagyfrekvenciás vége és az R-III. csatorna kisfrekvenciás kezdete közötti űrt. Erre az alkalmazási esetre túlságosan rövidek az R-III. csatorna televízióantennái. Ezért ajánlatos a III. csatorna antennáira a 29. fejezet táblázataiból kiolvasott méreteket 1,025-del megszorozni. Ezáltal ugyanis körülbelül 2 MHz-cel kisebb lesz ezeknek az antennáknak a rezonanciafrekvenciája, úgyhogy a rezonanciatartomány most már az egész 80 MHzes sávot átfogja.

35.3. 160 MHz-es antennák

A 160 MHz-es sáv a 2 m-es amatőrsáv nagyfrekvenciás (146 MHz-es) végén kezdődik, és 174 MHz-ig, vagyis a III. tévésáv E-5 (CCIR), illetve R-VI. (OIRT) csatornájának elejéig terjed. Ez a tartomány a helyhez kötött és a mozgó rádióállomásoké. Egy szűk sávja (149,9...150,05 MHz) a műholdas rádionavigációt szolgálja, a 150,05... 153 MHz frekvenciákat a rádiócsillagászati rádiószolgálat veszi igénybe, a 151...153 MHz frekvenciákon pedig meteorológiai rádióösszeköttetések is létesíthetők (az I. körzetre vonatkozó nemzetközi megállapodások szerint).

A 160 MHz-es sáv 28 MHz-nyi teljes szélességét csak az egészen határozottan széles sávú antenna foghatja át. Általában azonban az a helyzet, hogy a távközlésügyi hatóságok ennek a 160 MHz-es sávnak csak egy behatárolt részén engedélyezik a CB-forgalmat, mégpedig egy olyan részén, amelyre már normális sávszélességű antennák is építhetők.

35.3.1 Függőlegesen polarizált antennák a 160 MHz-es sávra

A kézi rádiótelefon-készülékek függőleges negyedhullámú rúdantennája nem éri el az 50 cm-t, úgyhogy semmiképpen sem zavarhatja a kezelő személy mozgékonyságát. Az ellensúly majdnem mindig a készülék fémháza. A 160 MHz-es sáv különböző frekvenciáira a 35.9. táblázat megadja a negyedhullámú rúdantenna elemeinek hosszát. A félhullámú dipólusokra 2-vel meg kell szorozni a megadott hosszakat. A sugárzók frekvenciasávjának szélessége a rezonanciafrekvenciára vonatkoztatva legalább $\pm$ 2 MHz. A 35.9. táblázatban megadott rezonanciaméretek a 25.1. ábra szerinti koaxiális antenna megépítéséhez is felhasználhatók.

A 25.4. ábra szerinti discone-antenna sávszélessége az ott közölt mérctek figyelembevételével lényegesen túllépi a 160 MHz-es sáv határait. Ha olyan discone szükséges, amely a 160 MHz-es és a 450 MHz-es sávot fedi át, a 25.5. ábrán közölt diagramból aránylag jól kezelhető méreteket lehet megállapítani. A D hossz ekkor már csak 500 mm, a „diszkosz" átmérője pedig 350 mm. Ha a 25.4. ábrán minden méretet körülbelül 10%-kal megnövelünk, a függőlegesen polarizált sugárzó, amelyet így kapunk, a 80 MHz-es sávtól kezdve a 2 m-es amatőrsávon, a 160 MHz-es sávon, a 70 cm-es amatőrsávon keresztül a 450 MHz-es sávig ér el, és még ezen túl is vesz néhány csatornát a deciméteres tévésávban. Nyereségesnek, sajnos egyáltalán nem mondható a discone-antenna, sőt — a rezonáns félhullámú dipólushoz képest — 3 dB veszteséget mutat.

Jelentős antennanyereséget a 25.1.6. pont szerinti, emeletes elrendezésű, függőlegesen polarizált körsugárzókkal lehet elérni. Ezek az antennák olyan hosszúak, hogy legfeljebb csak helyhez kötött berendezésekhez használhatók. A 160 MHz-es sávon belül eső egyes rezonanciafrekvenciákra a 35.9. táblázat szerint lehet elvégezni a méretezést. A félhullámú részek hosszának meghatározásához a táblázatból kiolvasott negyedhullámhosszak kétszeresét kell venni.

35.3.2. Vízszintesen polarizált antennák a 160 MHz-es sávra

A használható antennatípusokból egészen nagy a választék. Körsugárzónak elsősorban a 25.2.5. pontban ismertetett máltai keresztes antennát lehet ajánlani, ennek méreteit a 35.1. pont magyarázatai alapján könnyen át lehet számítani a 160 MHz-es sáv frekvenciáira.

A rezonáns félhullámú dipólusra vonatkoztatva 2,7 dB antennanyereséget eredményez a 25.2.6. pont szerinti „nagy kerék". Ennek a három párhuzamosan kapcsolt egészhullámú hurokból összeállított körsugárzónak megvan ezenkívül az a nagy előnye is, hogy viszonylag széles az átviteli sávja, például a 150 MHz-re méretezett antenna sávszélessége 146...154 MHz. A megahertzben kifejezett, de egyébként tetszés szerinti f rezonanciafrekvenciának megfelelő hurok L kerülete milliméterben kifejezve:

$$L = \frac{299\,300}{f} \text{ mm.}$$

35.9. táblázat. A negyedhullámú sugárzók mérete a 160 MHz-es sáv frekvenciáira

Az antennaelem átmérője, mm	148	152	156	160	164	168	172
	MHz üzemi frekvencián						
2	486	474	462	450	439	429	419
3	484	471	459	448	437	426	416
4	481	469	457	445	434	424	414
5	478	466	454	443	432	422	412
6	476	464	452	441	430	420	409
8	473	460	448	437	427	417	407
10	470	458	446	435	434	414	405

A 29.19. (c) ábra szerinti csonk kifejtett S hossza az

$$S = \frac{18\,542}{f_{\text{MHz}}} \text{ m}$$

képletből számítható.

A „nagy kerék" megépítéséhez további tanácsokat a 25.2.6. pont ad.

Irányító hatású, vízszintesen polarizált antennának a 160 MHz-es sávban nagyon sok típus alkalmas. Itt van mindenekelőtt az ultrarövid hullámon nagyon népszerű cubical quad, amelynek különböző változatait a 27.3. pont már részletesen ismertette. Ugyanitt megtalálhatók a méretezési képletek is, amelyek alapján a méteres hullámok tartományában bármelyik rezonanciafrekvenciára el lehet végezni az átszámítást.

35.10. táblázat. A 29.13. ábra szerinti hatelemes, csatornacsoportos Yagi-antenna és a 29.16 ábra szerinti 13-elemes, csatornacsoportos Yagi-antenna méretei (mm-ben) a 144...174 MHz frekvenciatarományra

L hossz	888
R hossz	1067
D_1 hossz	759
D_2 hossz	771
D_3 hossz	752
D_4 hossz	746
A_1 távolság	488
A_2 távolság	118
A_3 távolság	395
A_4 távolság	344
A_5 távolság	376
Kiegészítő elemek a 13-elemes változathoz	
D_5 hossz	719
D_6 hossz	695
D_7 hossz	668
D_8 hossz	643
D_9 hossz	643
A_6...A_{10} távolságok	376
A_R távolságok	266

A Yagi-antennák sokaságából különösen a széles sávú változatokra érdemes felfigyelni. A méteres hullámú televíziótartományokban ismeretes csatornacsoportos antennák megfelelően átméretezve az egész 160 MHz-es sávban és egyúttal a 2 m-es amatőrsávban is használhatók. A 35.10. táblázat megadja a 144 MHz-től 174 MHz-ig terjedő frekvenciatartományra a 29.3.5. pont és 29.13. ábra szerinti hatelemes, csatornacsoportos Yagi-antennák méreteit, ezenkívül pedig azoknak a kiegészítő elemeknek a méreteit is tartalmazza, amelyek felhasználásával a 29.3.8. pont és 29.16. ábra szerinti 13-elemes csatornacsoportos Yagi-antennára lehet kibővíteni a hatelemes antennát.

Ezeket a Yagi-antennákat természetesen függőleges polarizációval is lehet működtetni, de ebben az esetben úgy kell felállítani őket, hogy függőlegesek legyenek az elemek.

35.4. 450 MHz-es antennák

A 450 MHz-es sáv a deciméteres hullámú IV. televíziótartomány (470...606 MHz) kisebb frekvenciájú végéhez csatlakozik. Itt elsősorban azoknak az antennatípusoknak az alkalmazására lehet gondolni, amelyek a deciméteres hullámú televízióműsorok vételében is jól beválnak. Ezen az alapon minden további nehézség nélkül úgy lehet méretezni az antennákat, hogy sávszélességük 430 MHz-től 606 MHz-ig terjedjen, tehát magába foglalja a 70 cm-es amatőrsávot, a 450 MHz-es sávot és a deciméteres hullámú televízióműsorok IV. sávját is. A mechanikai méretek olyan kicsik, hogy a függőleges és a vízszintes polarizáció szerinti felosztásra nincs is szükség, hiszen tetszés szerint lehet vízszintes polarizációt (az elemek vízszintes helyzetűek) vagy függőleges polarizációt (az elemek függőlegesek) elérni, mindössze el kell forgatni 90°-kal az antennát. Arra mindenesetre ügyelni kell, hogy az antennaállvány fémcsöve ne nyúljon be az antenna sugárzási terébe (lásd a 24. fejezetet). Ezért az UHF-antennát a 24.1. (c) ábra szerint az antennaállvány fémcsöve elé kell szerelni, vagy pedig a fémcső helyett műanyag csövet vagy faárbocot kell alkalmazni.

Nagyon tömör felépítésű, függőlegesen polarizált körsugárzónak bizonyul itt is a 25.1.4. pont szerinti discone-antenna. A 25.4. ábrán berajzolt méreteket $^1/_3$-ra csökkentve az így keletkező, széles sávú körsugárzó 400 MHz-től kezdve jóval az V. UHF-sávon túl is használható. Az ilyen, alig 25 cm magas miniatűr antennát bárhol feltűnés nélkül lehet felállítani, a stabil mechanikai konstrukció aligha okoz nehézségeket, és nagyon szép kerek alakú a discone sugárzási diagramja.

Vízszintesen polarizált körsugárzóként nagyon jól használható a 25.2.5. pontban leírt máltai keresztes antenna. A 25.16. ábrán 432 MHz-re és a 25.17. ábrán az emeletes változatra megadott méreteket 0,96-dal megszorozva lehet átszámítani a 450 MHz-es sávra.

A 26.2. pontban ismertetett reflektorfalas antennák mind alkalmasak a 450 MHz-es sávra is. Minthogy csupa széles sávú típusról van szó, a méretezés nem kritikus. Csak arra kell ügyelni, hogy az alsó határfrekvencia $\leqq 450$ MHz legyen. A 26.1. táblázatban közölt méretezési adatok 432 MHz-re és sarokreflektoros antennákra vonatkoznak, de közvetlenül átvehetők a 450 MHz-es sávra is. Aki azonban a milliméterekkel is takarékoskodni akar, 0,96-dal megszorozhatja a hosszakat. A IV. UHF-tartományra méretezett, tehát 470 MHz alsó határfrekvenciájú antennákkal kapcsolatban 1,045-del kell megszorozni a hosszméreteket, hogy eltolódjon 450 MHz felé az alsó határfrekvencia (ilyen például a 29.23. és a 29.25. ábra szerinti antenna).

Aki a 24.8. pontban ismertetett 12-elemes csoportsugárzót 450 MHz-en akarja működtetni, szorozza meg 0,95-dal a 24.9. ábrán a 70 cm-es sávra megadott méreteket!

A kisebb Yagi-antennák közül a 24.1. pont szerinti négyelemes változat és a 24.3. pont szerinti hatelemes Yagi-antenna jól használható. A négyelemes Yagi-antenna méreteit 450 MHz-re is közvetlenül a 24.2. ábráról lehet leolvasni (a sávszélesség 400 MHz-től 470 MHz-ig terjed), viszont a hatelemes Yagi-antennára a 24.4. ábrán megadott hosszakat és távolságokat meg kell szorozni 0,943-del. A 24.8. ábra szerinti 18-elemes, széles sávú, hosszú Yagi-antennára megint csak a 0,96 átszámítási tényező érvényes.

A 29.3.12.1. pontban ismertetett széles sávú, deciméteres hullámú Yagi-antennák univerzális megoldásoknak tekintendők, mert alapelemük egy nyolcelemes Yagi-antenna, amelyet tetszés szerint lehet a mindenkori szükségleteknek megfelelően tovább bővíteni. A 29.11. táblázat kiegészítéseképpen a 35.11. táblázat a 450 MHz-es sávra adja meg a mechanikai méreteket.

35.11. táblázat. A 29.22. ábra szerinti 8-b, 16-b és 24-elemes, deciméteres hullámú Yagi-antennák méretei (mm-ben) a 450 MHz-es sávra

Mechanikai adatok:		
A hurokdipólus L hossza		309
A reflektorok R hossza		380
A direktorok hossza:	D_1	231
	D_2	222
	D_3, D_4	220
	$D_5 \ldots D_8$	217
	$D_9 \ldots D_{12}$	214
	$D_{13} \ldots D_{16}$	212
	$D_{17} \ldots D_{20}$	212
A reflektorok A_R távolsága		127
Az elemek távolsága:	A_1	84
	A_2	24
	A_3	69
	A_4	144
	A_5	151
	$A_6 \ldots A_{21}$	162

Az elektromos jellemzők és egyéb adatok a 29.11. táblázatban

A fenti, deciméteres hullámú Yagi-antennákat úgy kell méretezni, hogy az alsó határfrekvenciájuk 432 MHz legyen. Ezáltal ugyanis ezek az antennák a 70 cm-es amatőrsávot, a 450 MHz-es sávot, továbbá a deciméteres hullámú IV. tévétartomány 21...30. csatornáit egyaránt átfedik.

36.

Függelék

1. táblázat. A frekvencia és a hullámhossz átszámítása
Ebben a táblázatban mindegyik hasáb KHz-ben vagy m-ben egyaránt értelmezhető, úgyhogy az átszámítás mind a két irányban lehetséges

240 000	1,250	18 600	16,129	15 100	19,867	11 700	25,641	8 200	36,585
120 000	2,500	18 500	16,216			11 600	25,862	8 100	37,037
60 000	5,000	18 400	16,304	15 000	20,000	11 500	26,087		
40 000	7,500	18 300	16,393	14 900	20,134	11 400	26,316	8 000	37,500
30 000	10,000	18 200	16,483	14 800	20,270	11 300	26,549	7 900	37,975
29 500	10,170	18 100	16,574	14 700	20,408	11 200	26,786	7 800	38,461
29 000	10,340			14 600	20,548	11 100	27,027	7 700	38,961
28 500	10,510	18 000	16,667	14 500	20,690			7 600	39,474
28 000	10,710	17 900	16,760	14 400	20,833	11 000	27,273	7 500	40,000
27 500	10,910	17 800	16,854	14 300	20,979	10 900	27,523	7 400	40,540
27 000	11,110	17 700	16,949	14 200	21,127	10 800	27,778	7 300	41,096
26 500	11,320	17 600	17,045	14 100	21,276	10 700	28,037	7 200	41,667
26 000	11,540	17 500	17,143			10 600	28,302	7 100	42,254
25 500	11,760	17 400	17,242	14 000	21,428	10 500	28,571		
25 000	12,000	17 300	17,431	13 900	21,583	10 400	28,846	7 000	42,857
24 500	12,240	17 200	17,442	13 800	21,739	10 300	29,126	6 900	43,478
24 000	12,500	17 100	17,544	13 700	21,898	10 200	29,412	6 800	44,118
23 500	12,770			13 600	22,059	10 100	29,703	6 700	44,776
23 000	13,040	17 000	17,647	13 500	22,222			6 600	45,455
22 500	13,330	16 900	17,751	13 400	22,388	10 000	30,000	6 500	46,154
22 000	13,630	16 800	17,857	13 300	22,556	9 900	30,303	6 400	46,874
21 500	13,970	16 700	17,964	13 200	22,727	9 800	30,612	6 300	47,619
21 000	14,280	16 600	18,072	13 100	22,901	9 700	30,928	6 200	48,387
20 500	14,630	16 500	18,182			9 600	31,250	6 100	49,180
20 000	15,000	16 400	18,293	13 000	23,077	9 500	31,579		
19 900	15,075	16 300	18,405	12 900	23,256	9 400	31,915	6 000	50,000
19 800	15,151	16 200	18,519	12 800	23,437	9 300	32,258	5 900	50,847
19 700	15,228	16 100	18,633	12 700	23,622	9 200	32,608	5 800	51,724
19 600	15,306			12 600	23,810	9 100	32,967	5 700	52,631
19 500	15,385	16 000	18,750	12 500	24,000			5 600	53,571
19 400	15,464	15 900	18,868	12 400	24,193	9 000	33,333	5 500	54,545
19 300	15,544	15 800	18,987	12 300	24,390	8 900	33,708	5 400	55,555
19 200	15,625	15 700	19,108	12 200	24,590	8 800	34,091	5 300	56,604
19 100	15,707	15 600	19,231	12 100	24,793	8 700	34,483	5 200	57,692
19 000	15,789	15 500	19,355			8 600	34,884	5 100	58,824
18 900	15,873	15 400	19,480	12 000	25,000	8 500	35,294		
18 800	15,975	15 300	19,608	11 900	25,210	8 400	35,714	5 000	60,000
18 700	16,043	15 200	19,737	11 800	25,424	8 300	36,145	4 900	61,224

1 táblázat folytatása)

4800	62,500	2100	142,65	1290	232,56	1020	294,12	760	394,74
4700	63,830			1280	234,38	1010	297,03	750	400,00
4600	65,217	2000	150,00	1270	236,22	1000	300,00	740	405,40
4500	66,667	1900	157,89	1260	238,10			730	410,96
4400	68,182	1800	166,67	1250	240,00	990	303,03	720	416,67
4300	69,767	1700	176,47	1240	241,93	980	306,12	710	422,54
4200	71,429	1600	187,50	1230	243,90	970	309,28	700	428,57
4100	73,171	1500	200,00	1220	245,90	960	312,50		
		1490	201,34	1210	247,93	950	315,79	690	434,78
4000	75,000	1480	202,70	1200	250,00	940	319,15	680	441,18
3900	76,923	1470	204,08			930	322,58	670	447,76
3800	78,947	1460	205,48	1190	252,10	920	326,09	660	454,54
3700	81,080	1450	206,90	1180	254,24	910	329,67	650	461,54
3600	83,333	1440	208,33	1170	256,41	900	333,33	640	468,75
3500	85,714	1430	209,79	1160	258,62			630	476,19
3400	88,235	1420	211,27	1150	260,87	890	337,08	620	483,87
3300	90,909	1410	212,77	1140	263,16	880	340,91	610	491,80
3200	93,750	1400	214,28	1130	265,49	870	344,83	600	500,00
3100	96,774			1120	267,86	860	348,84		
		1390	215,83	1110	270,27	850	352,94	590	508,47
3000	100,00	1380	217,39	1100	272,73	840	357,14	580	517,24
2900	103,45	1370	218,98	1090	275,23	830	361,45	570	526,32
2800	107,14	1360	220,59	1080	277,78	820	365,85	560	535,71
2700	111,11	1350	222,22	1070	280,37	810	370,37	550	545,45
2600	115,38	1340	223,88	1060	283,02	800	375,00	540	555,55
2500	120,00	1330	225,56	1050	285,71			530	566,03
2400	125,00	1320	227,27	1040	288,46	790	379,75	520	576,72
2300	130,43	1310	229,01	1030	291,26	780	384,61	510	588,24
2200	136,36	1300	230,77			770	389,61	500	600,00

2. táblázat. A hullámnossz és a frekvencia átszámítása a 10...100 m-es tartományban, 0,1 m-enként

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
10,1	29,703	20,1	14,925	30,1	9,9667	40,1	7,4813
10,2	29,411	20,2	14,851	30,2	9,9337	40,2	7,4626
10,3	29,126	20,3	14,778	30,3	9,9010	40,3	7,4440
10,4	28,846	20,4	14,706	30,4	9,8685	40,4	7,4258
10,5	28,571	20,5	14,634	30,5	9,8360	40,5	7,4073
10,6	28,301	20,6	14,563	30,6	9,8040	40,6	7,3990
10,7	28,037	20,7	14,493	30,7	9,7720	40,7	7,3710
10,8	27,778	20,8	14,423	30,8	9,7402	40,8	7,3530
10,9	27,522	20,9	14,353	30,9	9,7087	40,9	7,3350
11,0	27,273	21,0	14,285	31,0	9,6774	41,0	7,3175
11,1	27,027	21,1	14,218	31,1	9,6462	41,1	7,2993
11,2	26,786	21,2	14,151	31,2	9,6155	41,2	7,2815
11,3	26,549	21,3	14,085	31,3	9,5847	41,3	7,2638
11,4	26,316	21,4	14,019	31,4	9,5540	41,4	7,2463
11,5	26,087	21,5	13,954	31,5	9,5238	41,5	7,2288
11,6	25,862	21,6	13,889	31,6	9,4936	41,6	7,2115
11,7	25,641	21,7	13,825	31,7	9,4637	41,7	7,1942
11,8	25,424	21,8	13,761	31,8	9,4338	41,8	7,1770
11,9	25,210	21,9	13,699	31,9	9,4044	41,9	7,1600
12,0	25,000	22,0	13,636	32,0	9,3750	42,0	7,1428
12,1	24,793	22,1	13,575	32,1	9,3456	42,1	7,1259
12,2	24,590	22,2	13,514	32,2	9,3166	42,2	7,1090
12,3	24,390	22,3	13,453	32,3	9,2880	42,3	7,0922
12,4	24,193	22,4	13,393	32,4	9,2592	42,4	7,0753
12,5	24,000	22,5	13,333	32,5	9,2308	42,5	7,0588
12,6	23,809	22,6	13,274	32,6	9,2024	42,6	7,0422
12,7	23,662	22,7	13,216	32,7	9,1742	42,7	7,0257
12,8	23,437	22,8	13,158	32,8	9,1464	42,8	7,0093
12,9	23,256	22,9	13,100	32,9	9,1184	42,9	6,9930
13,0	23,077	23,0	13,043	33,0	9,0910	43,0	6,9767
13,1	22,901	23,1	12,987	33,1	9,0634	43,1	6,9605
13,2	22,722	23,2	12,931	33,2	9,0360	43,2	6,9444
13,3	22,556	23,3	12,875	33,3	9,0090	43,3	6,9283
13,4	22,388	23,4	12,820	33,4	8,9820	43,4	6,9124
13,5	22,224	23,5	12,766	33,5	8,9552	43,5	6,8965
13,6	22,059	23,6	12,712	33,6	8,9286	43,6	6,8807
13,7	21,898	23,7	12,658	33,7	8,9020	43,7	6,8650
13,8	21,739	23,8	12,605	33,8	8,8754	43,8	6,8493
13,9	21,583	23,9	12,553	33,9	8,8496	43,9	6,8338
14,0	21,429	24,0	12,500	34,0	8,8234	44,0	6,8182
14,1	21,277	24,1	12,448	34,1	8,7978	44,1	6,8027
14,2	21,127	24,2	12,397	34,2	8,7718	44,2	6,7873
14,3	20,979	24,3	12,345	34,3	8,7464	44,3	6,7720
14,4	20,833	24,4	12,295	34,4	8,7208	44,4	6,7568
14,5	20,690	24,5	12,245	34,5	8,6956	44,5	6,7416
14,6	20,548	24,6	12,194	34,6	8,6704	44,6	6,7265
14,7	20,408	24,7	12,146	34,7	8,6456	44,7	6,7113
14,8	20,270	24,8	12,097	34,8	8,6206	44,8	6,6963
14,9	20,134	24,9	12,048	34,9	8,5958	44,9	6,6813
15,0	20,000	25,0	12,000	35,0	8,5714	45,0	6,6667

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
15,1	19,867	25,1	11,952	35,1	8,5470	45,1	6,6521
15,2	19,737	25,2	11,905	35,2	8,5228	45,2	6,6371
15,3	19,608	52,3	11,858	35,3	8,4986	45,3	6,6225
15,4	19,480	25,4	11,811	35,4	8,4746	45,4	6,6081
15,5	19,355	25,5	11,765	35,5	8,4506	45,5	6,5934
15,6	19,231	25,6	11,719	35,6	8,4270	45,6	6,5790
15,7	19,108	25,7	11,673	35,7	8,4034	45,7	6,5645
15,8	18,987	25,8	11,628	35,8	8,3800	45,8	6,5501
15,9	18,868	25,9	11,583	35,9	8,3566	45,9	6,5360
16,0	18,750	26,0	11,538	36,0	8,3333	46,0	6,5215
16,1	18,633	26,1	11,494	36,1	8,3102	46,1	6,5076
16,2	18,518	26,2	11,450	36,2	8,2872	47,2	6,4935
16,3	18,405	26,3	11,407	36,3	8,2644	46,3	6,4794
16,4	18,293	26,4	11,364	36,4	8,2416	46,4	6,4654
16,5	18,182	26,5	11,320	36,5	8,2192	46,5	6,4516
16,6	18,072	26,6	11,278	36,6	8,1968	46,6	6,4377
16,7	17,964	26,7	11,236	36,7	8,1744	46,7	6,4239
16,8	17,857	26,8	11,194	36,8	8,1522	47,8	6,4101
16,9	17,751	26,9	11,152	36,9	8,1300	46,9	6,3966
17,0	17,647	27,0	11,111	37,0	8,1082	47,0	6,3830
17,1	17,544	27,1	11,070	37,1	8,0865	47,1	6,3694
17,2	17,442	27,2	11,029	37,2	8,0646	47,2	6,3560
17,3	17,341	27,3	10,989	37,3	8,0428	47,3	6,3425
17,4	17,241	27,4	10,949	37,4	8,0214	47,4	6,3290
17,5	17,143	27,5	10,909	37,5	8,0000	47,5	6,3158
17,6	17,046	27,6	10,869	37,6	9,9787	47,6	6,3023
17,7	16,949	27,7	10,830	37,7	7,9576	47,7	6,2893
17,8	16,854	27,8	10,792	37,8	7,9365	47,8	6,2761
17,9	16,760	27,9	10,753	37,9	7,9155	47,9	6,2630
18,0	16,667	28,0	10,714	38,0	7,8948	48,0	6,2500
18,1	16,575	28,1	10,676	38,1	7,8740	48,1	6,2369
18,2	16,483	28,2	10,638	38,2	7,8534	48,2	6,2240
18,3	16,393	28,3	10,600	38,3	7,8328	48,3	6,2111
18,4	16,305	28,4	10,563	38,4	7,8125	48,4	6,1983
18,5	16,217	28,5	10,526	38,5	7,7922	48,5	6,1856
18,6	16,129	28,6	10,489	38,6	7,7720	48,6	6,1723
18,7	16,043	28,7	10,453	38,7	7,7520	48,7	6,1602
18,8	15,957	28,8	10,417	38,8	7,7320	48,8	6,1476
18,9	15,873	28,9	10,381	38,9	7,7120	48,9	6,1350
19,0	15,790	29,0	10,345	39,0	7,6923	49,0	6,1224
19,1	15,707	29,1	10,309	39,1	7,6723	49,1	6,1100
19,2	15,625	29,2	10,274	39,2	7,6530	49,2	6,0974
19,3	15,544	29,3	10,239	39,3	7,6336	49,3	6,0851
19,4	15,464	29,4	10,204	39,4	7,6142	49,4	6,0731
19,5	15,385	29,5	10,170	39,5	7,5948	49,5	6,0606
19,6	15,306	29,6	10,135	39,6	7,5757	49,6	6,0484
19,7	15,228	29,7	10,101	39,7	7,5567	49,7	6,0361
19,8	15,151	29,8	10,067	39,8	7,5377	49,8	6,0241
19,9	15,076	29,9	10,033	39,9	7,5188	49,9	6,0120
20,0	15,000	30,0	10,000	40,0	7,5000	50,0	6,0000

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
50,1	5,9880	60,1	4,9917	70,1	4,2796	80,1	3,7453	90,1	3,3297
50,2	5,9761	60,2	4,9833	70,2	4,2735	80,2	3,7407	90,2	3,3260
50,3	5,9641	60,3	4,9751	70,3	4,2674	80,3	3,7359	90,3	3,3222
50,4	5,9537	60,4	4,9669	70,4	4,2614	80,4	3,7312	90,4	3,3185
50,5	5,9406	60,5	4,9586	70,5	4,2553	80,5	3,7267	90,5	3,3149
50,6	5,9289	60,6	4,9505	70,6	4,2493	80,6	3,7220	90,6	3,3112
50,7	5,9171	60,7	4,9423	70,7	4,2433	80,7	3,7175	90,7	3,3076
50,8	5,9056	60,8	4,9342	70,8	4,2373	80,8	3,7129	90,8	3,3039
50,9	5,8939	60,9	4,9261	70,9	4,2313	80,9	3,7083	90,9	3,3003
51,0	5,8825	61,0	4,9180	71,0	4,2253	81,0	3,7037	91,0	3,2967
51,1	5,8709	61,1	4,9100	71,1	4,2194	81,1	3,6992	91,1	3,2931
51,2	5,8594	61,2	4,9020	71,2	4,2135	81,2	3,6946	91,2	3,2894
51,3	5,8479	61,3	4,8940	71,3	4,2076	81,3	3,6900	91,3	3,2858
51,4	5,8380	61,4	4,8860	71,4	4,2017	81,4	3,6855	91,4	3,2822
51,5	5,8251	61,5	4,8780	71,5	4,1957	81,5	3,6809	91,5	3,2787
51,6	5,8139	61,6	4,8701	71,6	4,1900	81,6	3,6765	91,6	3,2751
51,7	5,8027	61,7	4,8622	71,7	4,1841	81,7	3,6720	91,7	2,2715
51,8	5,7916	61,8	4,8543	71,8	4,1783	81,8	3,6675	91,8	3,2680
51,9	5,7803	61,9	4,8466	71,9	4,1725	81,9	3,6630	91,9	3,2644
52,0	5,7690	62,0	4,8387	72,0	4,1667	82,0	3,6586	92,0	3,2608
52,1	5,7581	62,1	4,8309	72,1	4,1608	82,1	3,6541	92,1	3,2573
52,2	5,7471	62,2	4,8231	72,2	4,1551	82,2	3,6497	92,2	3,2538
52,3	5,7361	62,3	4,8153	72,3	4,1494	82,3	3,6452	92,3	3,2503
52,4	5,7252	62,4	4,8078	72,4	4,1436	82,4	3,6408	92,4	3,2468
52,5	5,7142	62,5	4,8000	72,5	4,1379	82,5	3,6364	92,5	3,2432
52,6	5,7034	62,6	4,7923	72,6	4,1322	82,6	3,6319	92.6	3,2397
52,7	5,6926	62,7	4,7847	72,7	4,1266	82,7	3,6275	92,7	3,2362
52,8	5,6821	62,8	4,7770	72,8	4,1209	82,8	3,6232	92,8	3,2327
52,9	5,6710	62,9	4,7694	72,9	4,1152	82,9	3,6188	92,9	3,2292
53,0	5,6600	63,0	4,7619	73,0	4,1096	83,0	3,6144	93,0	3,2258
53,1	5,6497	63,1	4,7543	73,1	4,1039	83,1	3,6101	93,1	3,2223
53,2	5,6391	63,2	4,7468	73,2	4,0984	83,2	3,6057	93,2	3,2188
53,3	5,6285	63,3	4,7393	73,3	4,0928	83,3	3,6014	93,3	3,2154
53,4	5,6180	63,4	4,7319	73,4	4,0872	83,4	3,5971	93,4	3,2119
53,5	5,6075	63,5	4,7244	73,5	4,0816	83,5	3,5927	93,5	3,2086
53,6	5,5970	63,6	4,7169	73,6	4,0761	83,6	3,5885	93,6	3,2051
53,7	5,5866	63,7	4,7095	73,7	4,0706	83,7	3,5842	93,7	3,2017
53,8	5,5762	63,8	4,7022	73,8	4,0650	83,8	3,5800	93,8	3,1983
53,9	5,5659	63,9	4,6948	73,9	4,0595	83,9	3,5757	93,9	3,1948
54,0	5,5556	64,0	4,6875	74,0	4,0541	84,0	3,5714	94,0	3,1915
54,1	5,5453	64,1	4,6801	74,1	4,0485	84,1	3,5672	94,1	3,1881
54,2	5,5350	64,2	4,6728	74,2	4,0432	84,2	3,5629	94,2	3,1847
54,3	5,5249	64,3	4,6657	74,3	4,0376	84,3	3,5587	94,3	3,1814
54,4	5,5146	64,4	4,6583	74,4	4,0323	84,4	3,5545	94,4	3,1789
54,5	5,5045	64,5	4,6511	74,5	4,0268	84,5	3,5503	94,5	3,1746
54,6	5,4945	64,6	4,6440	74,6	4,0215	84,6	3,5461	94,6	3,1712
54,7	5,4844	64,7	4,6368	74,7	4,0161	84,7	3,5419	94,7	3,1679
54,8	5,4745	64,8	4,6296	74,8	4,0107	83,8	3,5377	94,8	3,1645
54,9	5,4645	64,9	4,6226	74,9	4,0054	84,9	3,5335	94,9	3,1612
55,0	5,4546	65,0	4,6154	75,0	4,0000	85,0	3,5294	95,0	3,1579

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
55,1	5,4447	65,1	4,6083	75,1	3,9946	85,1	3,5252	95,1	3,1546
55,2	5,4347	65,2	4,6012	75,2	3,9894	85,2	3,5211	95,2	3,1512
55,3	5,4249	65,3	4,5943	75,3	3,9841	85,3	3,5170	95,3	3,1480
55,4	5,4151	65,4	4,5871	75,4	3,9788	85,4	3,5128	95,4	3,1446
55,5	5,4054	65,5	4,5801	75,5	3,9735	85,5	3,5087	95,5	3,1414
55,6	5,3957	65,6	4,5732	75,6	3,9683	85,6	3,5047	95,6	3,1381
55,7	5,3859	65,7	4,5661	75,7	3,9630	85,7	3,5005	95,7	3,1348
55,8	5,3764	65,8	4,5592	75,8	3,9577	85,8	3,4965	95,8	3,1315
55,9	5,3667	65,9	4,5523	75,9	3,9525	85,9	3,4925	95,9	3,1282
56,0	5,3571	66,0	4,5455	76,0	3,9474	86,0	3,4883	96,0	3,1250
56,1	5,3476	66,1	4,5386	76,1	3,9422	86,1	3,4843	96,1	3,1218
56,2	5,3380	66,2	4,5317	76,2	3,9370	86,2	3,4802	96,2	3,1184
56,3	5,3286	66,3	4,5249	76,3	3,9319	86,3	3,4762	96,3	3,1152
56,4	5,3191	66,4	4,5180	76,4	3,9267	86,4	3,4722	96,4	3,1120
56,5	5,3096	66,5	4,5113	76,5	3,9215	86,5	3,4682	96,5	3,1088
56,6	5,3002	66,6	4,5046	76,6	3,9165	86,6	3,4642	96,6	3,1056
56,7	5,2910	66,7	4,4977	76,7	3,9113	86,7	3,4602	96,7	3,1024
56,8	5,2816	66,8	4,4910	76,8	3,9063	86,8	3,4562	96,8	3,0991
56,9	5,2724	66,9	4,4842	76,9	3,9011	86,9	3,4522	96,9	3,0960
57,0	5,2632	67,0	4,4777	77,0	3,8961	87,0	3,4482	97,0	3,0928
57,1	5,2539	67,1	4,4710	77,1	3,8910	87,1	3,4443	97,1	3,0896
57,2	5,2447	67,2	4,4643	77,2	3,8860	87,2	3,4403	97,2	3,0864
57,3	5,2356	67,3	4,4576	77,3	3,8810	87,3	3,4365	97,3	3,0833
57,4	5,2265	67,4	4,4510	77,4	3,8760	87,4	3,4325	97,4	3,0801
57,5	5,2174	67,5	4,4444	77,5	3,8710	87,5	3,4285	97,5	3,0769
57,6	5,2084	67,6	4,4378	77,6	3,8660	87,6	3,4247	97,6	3,0738
57,7	5,1993	67,7	4,4313	77,7	3,8610	87,7	3,4208	97,7	3,0706
57,8	5,1903	67,8	4,4248	77,8	3,8560	87,8	3,4169	97,8	3,0675
57,9	5,1814	67,9	4,4182	77,9	3,8511	87,9	3,4139	97,9	3,0644
58,0	5,1724	68,0	4,4117	78,0	3,8462	88,0	3,4091	98,0	3,0612
58,1	5,1634	68,1	4,4052	78,1	3,8413	88,1	3,4052	98,1	3,0581
58,2	5,1547	68,2	4,3988	78,2	3,8363	88,2	3,4013	98,2	3,0550
58,3	5,1457	68,3	4,3924	78,3	3,8314	88,3	3,3975	98,3	3,0519
58,4	5,1370	68,4	4,3859	78,4	3,8265	88,4	3,3937	98,4	3,0487
58,5	5,1281	68,0	4,3796	78,5	3,8216	88,5	3,3898	98,5	3,0456
58,6	5,1193	68,6	4,3732	78,6	3,8168	68,6	3,3860	98,6	3,0425
58,7	5,1107	68,7	4,3668	78,7	3,8120	88,7	3,3822	98,7	3,0395
58,8	5,1020	68,8	4,3604	78,8	3,8071	88,8	3,3784	98,8	3,0364
58,9	5,0933	68,9	4,3541	78,9	3,8023	88,9	3,3745	98,9	3,0333
59,0	5,0846	69,0	4,3478	79,0	3,7975	89,0	3,3708	99,0	3,0303
59,1	5,0761	69,1	4,3415	79,1	3,7926	89,1	3,3670	99,1	3,0273
59,2	5,0676	69,2	4,3352	79,2	3,7878	89,2	3,3632	99,2	3,0242
59,3	5,0591	69,3	4,3290	79,3	3,7831	89,3	3,3595	99,3	3,0211
59,4	5,0504	69,4	4,3227	79,4	3,7783	89,4	3,3557	99,4	3,0181
59,5	5,0420	69,5	4,3166	79,5	3,7735	89,5	3,3520	99,5	3,0151
59,6	5,0335	69,6	4,3103	79,6	3,7688	89,6	3,3482	99,6	3,0121
59,7	5,0251	69,7	4,3042	79,7	3,7641	89,7	3,3445	99,7	3,0090
59,8	5,0167	69,8	4,2978	79,8	3,7594	89,8	3,3407	99,8	3,0060
59,9	5,0083	69,9	4,2918	79,9	3,7547	89,9	3,3370	99,9	3,0030
60,0	5,0000	70,0	4,2857	80,0	3,7500	90,0	3,3333	100,0	3,0000

3. táblázat. Az amatőrsávok

Az 1947-ben Atlantic Cityben megtartott konferencia az I. körzetben a következő frekvenciasávokat jelölte ki az amatőrforgalom céljára:

3 500... 3 800 kHz =**80** m-es sáv (85,7 ... 79,0 m)
7 000... 7 150 kHz =**40** m-es sáv (42,9 ... 42,0 m)
14 000...14 350 kHz =**20** m-es sáv (21,43... 20,9 m)
21 000...21 450 kHz =**15** m-es sáv (14,29... 14,0 m)
28 000...29 700 kHz =**10** m-es sáv (10,71... 10,1 m)
144... 146 MHz= **2** m-es sáv (208,3 ...205,5 cm)
420... 460 MHz=**70** cm-es sáv (71,5 ... 65,2 cm)
1 215... 1 300 MHz=**24** cm-es sáv (24,69... 23,08 cm)
2 300... 2 450 MHz=**12** cm-es sáv (13,04... 12,24 cm)

E sávokon belül az I. körzet államai részben eltérő mértékben szabadították fel amatőreik részére a frekvenciatartományokat. A 160 m-es sávot azért nem vettük fel, mert egyes országokban csak teljesítménykorlátozással használható. A centiméteres hullámtartományban további sávok is vannak.

4. táblázat. Az amatőrsávok frekvenciáinak felharmonikusai MHz-ben

Amatőrsáv	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
80 m	3,5	7,0	10,5	14,0	17,5	21,0	24,5	28,0	31,5	35,0
	3,6	7,2	10,8	14,4	18,0	21,6	25,2	28,8	32,4	36,0
	3,7	7,4	11,1	14,8	18,5	22,2	25,9	29,6	33,3	37,0
	3,8	7,6	11,4	15,2	19,0	22,8	26,6	30,4	34,2	38,0
40 m	7,0	14,0	21,0	28,0	35,0	42,0	49,0	56,0	63,0	70,0
	7,05	14,1	21,15	28,2	35,25	42,3	49,35	56,4	63,45	70,5
	7,1	14,2	21,3	28,4	35,5	42,6	49,7	56,8	63,9	71,0
	7,15	14,3	21,45	28,6	35,75	42,9	50,05	57,2	64,35	71,5
20 m	14,0	28,0	42,0	56,0	70,0	84,0	98,0	112,0	126,0	140,0
	14,1	28,2	42,3	56,4	70,5	84,6	98,7	112,8	126,9	141,0
	14,2	28,4	42,6	56,8	71,0	85,2	99,4	113,6	127,8	142,0
	14,3	28,6	42,9	57,2	71,5	85,8	100,1	114,4	128,7	143,0
	14,35	28,7	43,05	57,4	71,75	86,1	100,45	114,8	129,15	143,5
15 m	21,0	42,0	63,0	84,0	105,0	126,0	147,0	168,0	189,0	210,0
	21,1	42,2	63,3	84,4	105,5	126,6	147,7	168,8	189,9	211,0
	21,2	42,4	63,6	84,8	106,0	127,2	148,4	169,6	190,8	212,0
	21,3	42,6	63,9	85,2	106,5	127,8	149,1	170,4	191,7	213,0
	21,4	42,8	64,2	85,6	107,0	128,4	149,9	171,2	192,6	214,0
	21,45	42,9	64,35	85,8	107,25	128,7	150,15	171,6	193,05	214,5
10 m	28,0	56,0	84,0	112,0	140,0	168,0	196,0	224,0	252,0	280,0
	28,5	57,0	85,5	114,0	142,5	171,0	199,5	228,0	256,5	285,0
	29,0	58,0	87,0	116,0	145,0	174,0	203,0	232,0	261,0	290,0
	29,7	59,4	89,1	118,8	148,5	178,2	207,9	237,6	267,3	297,0
2 m	144,0	288,0	432,0	576,0	720,0	864,0	1008,0	1152,0	1296,0	1440,0
	146,0	292,0	438,0	584,0	730,0	876,0	1022,0	1168,0	1314,0	1460,0

5. táblázat. A sugárzók mechanikai hossza a rövidhullámú amatőrsávok tartományában félhullámos lépcsőkben

80 m			
λ	3500 kHz	3600 kHz	3800 kHz
0,5	40,71 m	39,58 m	37,50 m
1,0	83,57 m	81,25 m	76,97 m
1,5	126,43 m	122,92 m	116,45 m
2,0	169,28 m	164,58 m	155,92 m
2,5	212,14 m	206,25 m	195,39 m
3,0	255,00 m	247,92 m	234,87 m

40 m		
λ	7000 kHz	7100 kHz
0,5	20,36 m	20,07 m
1,0	41,78 m	41,19 m
1,5	63,21 m	62,32 m
2,0	84,64 m	83,45 m
2,5	106,07 m	104,58 m
3,0	127,50 m	125,70 m
3,5	148,93 m	146,83 m
4,0	170,35 m	167,95 m

20 m		
λ	14 000 kHz	14 350 kHz
0,5	10,18 m	9,93 m
1,0	20,88 m	20,38 m
1,5	31,60 m	30,84 m
2,0	42,32 m	41,29 m
2,5	53,03 m	51,74 m
3,0	63,04 m	62,19 m
3,5	74,46 m	72,64 m
4,0	85,18 m	83,09 m
4,5	95,90 m	93,54 m
5,0	106,60 m	103,99 m
5,5	117.32 m	114,44 m
6,0	128,04 m	124,89 m
6,5	138,75 m	135,34 m
7,0	149,46 m	145,79 m
7,5	160,18 m	156,24 m
8,0	170,90 m	166,69 m

15 m		
λ	21 000 kHz	21 450 kHz
0,5	6,78 m	6,64 m
1,0	13,93 m	13,64 m
1,5	21,07 m	20,63 m
2,0	28,21 m	27,62 m
2,5	35,36 m	34,61 m
3,0	42,50 m	41,61 m
3,5	49,64 m	48,60 m
4,0	56,79 m	55,60 m
4,5	63,93 m	62,59 m
5,0	71,07 m	69,58 m
5,5	78,21 m	76,57 m
6,0	85,36 m	83,57 m
6,5	92,50 m	90,56 m
7,0	99,64 m	97,55 m
7,5	106,79 m	104,55 m
8,0	113,93 m	111,54 m
8,5	121,05 m	118,53 m
9,0	128,21 m	125,52 m
9,5	135,36 m	132,52 m
10,0	142,50 m	139,51 m

10 m			
λ	28 000 kHz	29 000 kHz	29 700 kHz
0,5	5,04 m	4,96 m	4,75 m
1,0	10,39 m	10,03 m	9,80 m
1,5	15,75 m	15,21 m	14,85 m
2,0	21,11 m	20,38 m	19,90 m
2,5	26,46 m	25,55 m	24,95 m
3,0	31,82 m	30,72 m	30,00 m
3,5	37,18 m	35,90 m	35,05 m
4,0	42,54 m	41,07 m	40,10 m
4,5	47,89 m	46,24 m	45,15 m
5,0	53,25 m	51,41 m	50,20 m
5,5	58,61 m	56,58 m	55,25 m
6,0	63,96 m	61,76 m	60,30 m
6,5	69,32 m	66,93 m	65,35 m
7,0	74,68 m	72,10 m	70,40 m
7,5	80,04 m	77,27 m	75,45 m
8,0	85,39 m	82,45 m	80,50 m
8,5	90,75 m	87,62 m	85,55 m
9,0	96,11 m	92,79 m	90,60 m
9,5	101,46 m	97,97 m	95,65 m
10,0	106,82 m	103,14 m	100,70 m
10,5	112,18 m	108,31 m	105,76 m
11,0	117,53 m	113,48 m	110,81 m
11,5	122,89 m	118,66 m	115,86 m
12,0	142,61 m	137,62 m	134,38 m

6. táblázat. Az antennaelemek hosszának átszámítása $\lambda/2$ és 1λ-ra vonatkoztatva

Az elem hossza $\lambda/2$-re		Az elem hossza 1λ-ra	
$(\lambda/2) \cdot 1{,}0 = \frac{150\,000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}87 = \frac{130\,500}{f}$	$1{,}0\lambda = \frac{300\,000}{f}$	$0{,}87\lambda = \frac{261\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}99 = \frac{148\,500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}86 = \frac{129\,000}{f}$	$0{,}99\lambda = \frac{297\,000}{f}$	$0{,}86\lambda = \frac{258\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}98 = \frac{147\,000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}85 = \frac{127\,500}{f}$	$0{,}98\lambda = \frac{294\,000}{f}$	$0{,}85\lambda = \frac{255\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}97 = \frac{145\,500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}84 = \frac{126\,000}{f}$	$0{,}97\lambda = \frac{291\,000}{f}$	$0{,}84\lambda = \frac{252\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}96 = \frac{144\,000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}83 = \frac{124\,500}{f}$	$0{,}96\lambda = \frac{288\,000}{f}$	$0{,}83\lambda = \frac{249\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}95 = \frac{142\,500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}82 = \frac{123\,000}{f}$	$0{,}95\lambda = \frac{285\,000}{f}$	$0{,}82\lambda = \frac{246\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}94 = \frac{141\,000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}81 = \frac{121\,500}{f}$	$0{,}94\lambda = \frac{282\,000}{f}$	$0{,}81\lambda = \frac{243\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}93 = \frac{139\,500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0.80 = \frac{120\,000}{f}$	$0{,}93\lambda = \frac{279\,000}{f}$	$0{,}80\lambda = \frac{240\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}92 = \frac{138\,000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}79 = \frac{118\,500}{f}$	$0{,}92\lambda = \frac{276\,000}{f}$	$0{,}79\lambda = \frac{237\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}91 = \frac{136\,500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}78 = \frac{117\,000}{f}$	$0{,}91\lambda = \frac{273\,000}{f}$	$0{,}78\lambda = \frac{234\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}90 = \frac{135\,000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}77 = \frac{115\,500}{f}$	$0{,}90\lambda = \frac{270\,000}{f}$	$0{,}77\lambda = \frac{231\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}89 = \frac{133\,500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}76 = \frac{114\,000}{f}$	$0{,}89\lambda = \frac{267\,000}{f}$	$0{,}76\lambda = \frac{228\,000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0{,}88 = \frac{132\,000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0{,}75 = \frac{112\,500}{f}$	$0{,}88\lambda = \frac{264\,000}{f}$	$0{,}75\lambda = \frac{225\,000}{f}$

Az eredmények számértéke mm-ben; f MHz-ben értendő

7. táblázat. Viszonylagos feszültség-, áram- és teljesítményarány decibelben

dB	$\frac{U_1}{U_1}; \frac{I_1}{I_1}$	$\frac{P_1}{P_2}$	dB	$\frac{U_1}{U_1}; \frac{I_1}{I_1}$	$\frac{P_1}{P_2}$
—20	0,100	0,010	8	2,51	6,31
—19	0,112	0,013	9	2,82	7,94
—18	0,126	0,016	10	3,16	10,00
—17	0,141	0,020	11	3,55	12,59
—16	0,158	0,025	12	3,98	15,85
—15	0,178	0,032	13	4,47	19,96
—14	0,200	0,040	14	5,01	25,12
—13	0,224	0,050	15	5,62	31,63
—12	0,251	0,063	16	6,31	39,8
—11	0,282	0,079	17	7,08	50,1
—10	0,316	0,100	18	7,95	62,1
—9	0,355	0,126	19	8,91	79,4
—8	0,398	0,158	20	10,00	100,0
—7	0,447	0,200	22	12,59	158,5
—6	0,501	0,251	24	15,85	251,2
—5	0,562	0,316	26	19,95	398,1
—4	0,631	0,397	28	25,12	631,0
—3	0,708	0,501	30	31,6	1 000
—2	0,795	0,621	35	56,2	3 165
—1	0,891	0,794	40	100	10 000
0	1,000	1,000	45	177,83	31 620
1	1,122	1,259	50	316,23	10^5
2	1,259	1,585	60	1 000	10^6
3	1,413	1,995	70	3 162,3	10^7
4	1,585	2,512	80	10 000	10^8
5	1,778	3,163	90	31 623	10^8
6	1,995	3,980	100	10^5	10^{10}
7	2,24	5,01			

8. táblázat. Feszültség-, aram- és teljesítményarány neperben

Neper	Feszültség- vagy áramarány	Teljesítmény- arány	Decibel	Neper	Feszültség vagy áramarány	Teljesítmény- arány	Decibel
Np	U_1/U_2 I_1/I_2	P_1/P_2	dB	Np	U_1/U_2 I_1/I_2	P_1/P_2	dB
0,0	1,0	1,0	0,0	2,2	9,025	81,45	19,1
0,1	1,105	1,221	0,87	2,4	11,02	121,50	21,0
0,2	1,221	1,492	1,74	2,6	13,46	181,3	22,6
0,3	1,350	1,822	2,61	2,8	16,44	270,4	24,3
0,4	1,492	2,226	3,47	3,0	20,09	403,4	26,1
0,5	1,649	2,718	4,48	3,2	24,53	601,8	27,8
0,6	1,822	3,320	5,21	3,4	29,96	897,8	29,5
0,7	2,014	4,055	6,08	3,6	36,60	1 339	31,3
0,8	2,226	4,953	6,95	3,8	44,70	1 998	33,0
0,9	2,460	6,050	7,81	4,0	54,60	2 981	34,7
1,0	2,718	7,389	8,69	4,2	66,69	4 447	36,5
1,1	3,004	9,025	9,55	4,4	81,45	6 634	38,2
1,2	3,320	11,02	10,4	4,6	99,48	9 897	40,0
1,3	3,669	13,46	11,3	4,8	121,5	14 770	41,7
1,4	4,055	16,44	12,2	5,0	148,5	22 030	43,4
1,5	4,482	20,09	13,0	5,2	181,3	32 860	45,2
1,6	4,953	24,53	13,9	5,4	221,4	49 020	46,9
1,7	5,475	29,96	14,8	5,6	270,4	73 130	48,6
1,8	6,050	36,60	15,6	5,8	330,3	109 100	50,4
1,9	6,686	44,70	16,5	6,0	403,4	162 750	52,1
2,0	7,389	54,60	17,4				

1 neper=8,686 decibel; 1 decibel =0,116 neper

9. táblázat. A neper átszámítása decibelre és a decibel átszámítása neperre

Neper → decibel						Decibel → neper					
Np	dB	Np	dB	Np	dB	dB	Np	dB	Np	dB	Np
0,1	0,869	4,1	35,6	8,1	70,4	1	0,115	41	4,72	81	9,32
0,2	1,74	4,2	36,5	8,2	71,2	2	0,230	42	4,84	82	9,44
0,3	2,61	4,3	37,3	8,3	72,1	3	0,345	43	4,95	83	9,55
0,4	3,47	4,4	38,2	8,4	73,0	4	0,460	44	5,06	84	9,67
0,5	4,34	4,5	39,1	8,5	73,8	5	0,576	45	5,18	85	9,79
0,6	5,21	4,6	40,0	8,6	74,7	6	0,691	46	5,30	86	9,90
0,7	6,08	4,7	40,8	8,7	75,6	7	0,806	47	5,41	87	10,0
0,8	6,95	4,8	41,7	8,8	76,4	8	0,921	48	5,52	88	10,1
0,9	7,82	4,9	42,6	8,9	77,3	9	1,04	49	5,64	89	10,2
1,0	8,69	5,0	43,4	9,0	78,2	10	1,15	50	5,76	90	10,4
1,1	9,55	5,1	44,3	9,1	79,0	11	1,27	51	5,87	91	10,5
1,2	10,4	5,2	45,2	9,2	79,9	12	1,38	52	5,99	92	10,6
1,3	11,3	5,3	46,0	9,3	80,8	13	1,50	53	6,10	93	10,7
1,4	12,2	5,4	46,9	9,4	81,6	14	1,61	54	6,22	94	10,8
1,5	13,0	5,5	47,8	9,5	82,5	15	1,73	55	6,33	95	10,9
1,6	13,9	5,6	48,6	9,6	83,4	16	1,84	56	6,45	96	11,0
1,7	14,8	5,7	49,5	9,7	84,3	17	1,96	57	6,56	97	11,2
1,8	15,6	5,8	50,4	9,8	85,1	18	2,07	58	6,68	98	11,3
1,9	16,5	5,9	51,2	9,9	86,0	19	2,19	59	6,79	99	11,4
2,0	17,4	6,0	52,1	10,0	86,9	20	2,30	60	6,91	100	11,5
2,1	18,2	6,1	53,0	10,1	87,7	21	2,42	61	7,02	101	11,6
2,2	19,1	6,2	53,9	10,2	88,6	22	2,53	62	7,14	102	11,7
2,3	20,0	6,3	54,7	10,3	89,5	23	2,65	63	7,25	103	11,9
2,4	20,8	6,4	55,6	10,4	90,3	24	2,76	64	7,37	104	12,0
2,5	21,7	6,5	56,5	10,5	91,2	25	2,88	65	7,48	105	12,1
2,6	22,6	6,6	57,3	10,6	92,1	26	2,99	66	7,60	106	12,2
2,7	23,5	6,7	58,2	10,7	92,9	27	3,11	67	7,71	107	12,3
2,8	24,3	6,8	59,1	10,8	93,8	28	3,22	68	7,83	108	12,4
2,9	25,2	6,9	59,9	10,9	94,7	29	3,34	69	7,94	109	12,5
3,0	26,1	7,0	60,8	11,0	95,6	30	3,45	70	8,06	110	12,7
3,1	26,9	7,1	61,7	11,1	96,4	31	3,57	71	8,17	111	12,8
3,2	27,8	7,2	62,5	11,2	97,3	32	3,68	72	8,29	112	12,9
3,3	28,7	7,3	63,4	11,3	98,1	33	3,80	73	8,40	113	13,0
3,4	29,5	7,4	64,3	11,4	99,0	34	3,91	74	8,52	114	13,1
3,5	30,4	7,5	65,1	11,5	99,9	35	4,03	75	8,63	115	13,2
3,6	31,1	7,6	66,0	11,6	100,8	36	4,14	76	8,75	116	13,4
3,7	32,3	7,7	66,9	11,7	101,6	37	4,26	77	8,87	117	13,5
3,8	33,0	7,8	67,8	11,8	102,5	38	4,37	78	8,98	118	13,6
3,9	33,9	7,9	68,6	11,9	103,4	39	4,49	79	9,09	119	13,7
4,0	34,8	8,0	69,5	12,0	104,2	40	4,61	80	9,21	120	13,8

10. táblázat. Az OIRT szabvány URH tv-csatornái. Képmoduláció negatív, sorbontás 625. videosáv 6 MHz; a hang frekvenciamodulált

Tv-		Sávszélesség	Képvivő	Hangvivő	A csatorna közepes	
			frekvencia		frekvenciája	hullámhossza
sáv	csatorna	MHz	MHz		MHz	m
I.	1	48,5...56,5	49,75	56,25	52.5	5.72
	2	58...66	59,25	65,75	62	4,84
II.	3	76...84	77,25	83,75	80	3,75
	4	84...92	85,25	91,75	88	3,41
	5	92...100	93,25	99,75	96	3,13
III.	6	174...182	175,25	181,75	178	1,68
	7	182...190	183,25	189,75	186	1,61
	8	190...198	191,25	197,75	194	1,55
	9	198...206	199,25	205,75	202	1,48
	10	206...214	207,25	213,75	210	1,43
	11	214...222	215,25	221,75	218	1,37
	12	222...230	223,25	229,75	226	1,32

11. táblázat. A CCIR szabvány URH tv-csatornái. Képmoduláció negatív, sorbontás 625, videosáv 5 MHz; a hang frekvenciamodulált

Tv-		Sávszélesség	Képvivő	Hangvivő	A csatorna közepes	
			frekvencia		frekvenciája	hullámhossza
sáv	csatorna	MHz	MHz		MHz	m
I.	2	47...54	48,25	53,75	50,5	5,96
	3	54...61	55,25	60,75	57,5	5,23
	4	61...86	62,25	67,75	64,5	4,66
III.	5	174...181	175,25	180,75	177,5	1,69
	6	181...188	182,25	187,75	184,5	1,62
	7	188...195	189,25	194,75	191,5	1,56
	8	195...202	196,25	201,75	198,5	1,51
	9	202...209	203,25	208,75	205,5	1,46
	10	209...216	210,25	215,75	212,5	1,41
	11	216...223	217,25	222,75	219,5	1,36
	12	223...230	224,25	229,75	226,5	1,33

12. táblázat. A tv adóállomások hálózatának bővülésével, a második tv-műsor beindításával, az URH tv-sáv csatornáinak száma már szűkösnek bizonyul. Az újabban létesítendő tv-adókat — az adóállomások kölcsönös zavarásának megakadályozása céljából — a DMH tv-csatornákon üzemeltetik. A DMH csatornákon világszerte általában a második tv-műsort sugározzák. A IV. és V. tv-sáv csatornáit az alábbi táblázat adja meg. Ezeket a 8 MHz-es tv-csatornákat mind az OIRT, mind a CCIR szabvány előírja. A CCIR adó esetén azonban a táblázatban megadott hangvivő frekvenciák 1 MHz-cel kisebbek

Tv-		Sávszélesség	Képvivő	Hangvivő	Közepes hullámhossz kb.
			frekvencia		
sáv	csatorna	MHz	MHz		cm
IV.	21	470...478	471,25	477,75	63
	22	478...486	479,25	485,75	62,5
	23	486...494	487,25	493,25	61
	24	494...502	495,25	501,75	60
	25	502...510	503,25	509,75	59
	26	510...518	511,25	517,75	58
	27	518...526	519,25	525,75	57,5
	28	526...534	527,25	533,75	56,5
	29	534...542	535,25	541,75	55,5
	30	542...550	543,25	549,75	55
	31	550...558	551,25	557,75	54
	32	558...566	559,25	565,75	53
	33	566...574	567,25	573,75	52,5
	34	574...582	575,25	581,75	51,5
V.	35	582...590	583,25	589,75	51
	36	590...598	591,25	597,75	50,5
	37	598...606	599,25	605,75	50
	38	606...614	607,25	613,75	49
	39	614...622	615,25	621,75	48,5
	40	622...630	623,25	629,75	48
	41	630...638	631,25	637,75	47
	42	638...646	639,25	645,75	46,5
	43	646...654	647,25	653,75	46
	44	654...662	655,25	661,75	45,5
	45	662...670	663,25	669,75	45
	46	670...678	671,25	677,75	44,5
	47	678...686	679,25	685,75	44
	48	686...694	687,25	693,75	43,5
	49	694...702	695,25	701,75	43
	50	702...710	703,25	709,75	42,5
	51	710...718	711,25	717,75	42
	52	718...726	719,25	725,75	41,5
	53	726...734	727,25	733,75	41
	54	734...742	735,25	741,75	40,5
	55	742...750	743,25	749,75	40,3
	56	750...758	751,25	757,75	39,8
	57	758...766	759,25	765,75	39,3
	58	766...774	767,25	773,75	38,9
	59	774...782	775,25	781,75	38,5
	60	782...790	783,25	789,75	38,2
	61	790...798	791,25	797,75	37,9
	62	798...806	799,25	805,75	37,5
	63	806...814	807,25	813,75	37,1
	64	814...822	815,25	821,75	36,7
	65	822...830	823,25	829,75	36,4
	66	830...838	831,25	837,75	36,1
	67	838...846	839,25	845,75	35,7
	68	846...854	847,25	853,75	35,4

13. táblázat. A régi angol tv-szabvány URH csatornái. Képmoduláció pozitív, sorbontás 405, videosáv 3 MHz; a hang amplitúdómodulált

Csatorna	Képvivő	Hangvivő	Csatorna	Képvivő	Hangvivő
	MHz	MHz		MHz	MHz
1.	45,00	41,50	8.	189,75	186,26
2.	51,75	48,25	9.	194,75	191,25
3.	56,75	53,25	10.	199,75	196,25
4.	61,75	28,25	11.	204,75	201,25
5.	66,75	63,25	12.	209,75	206,25
6.	179,75	176,25	13.	214,75	211,25
7.	184,75	181,25	14.	219,75	216,25

14. táblázat. Francia tv-szabvány URH csatornái
Képmoduláció pozitív, sorbontás 819, a hang amplitúdómodulált

Csatorna	Képvivő	Hangvivő	Csatorna	Képvivő	Hangvivő
	MHz	MHz		MHz	MHz
1.	46,00	42,00	8.	185,25	174,10
2.	52,40	41,25	8A	186,55	175,40
3.	56,15	67,30	9.	190,30	201,45
4.	65,55	54,40	10.	199,70	188,55
5.	164,00	175,15	11.	203,45	214,60
6.	173,40	162,25	12.	212,85	201,70
7.	177,15	188,30			

15. táblázat. Olasz tv-szabvány URH csatornái (Az adási rendszer a CCIR szerinti)

Csatorna	Képvivő	Hangvivő	Csatorna	Képvivő	Hangvivő
	MHz	MHz		MHz	MHz
A	53,75	59,25	E	184.75	189,25
B	62,25	67,75	F	192,25	197,75
C	82,25	87,75	G	201,25	206,75
D	175,25	180,75	H	210,25	215,75
			H1	217,25	222,75

16. tablázat. Koaxiális kábelek
Az NDK-beli VEB Kabelwerk (Vacha) gyártmányai

50 Ω hullámellenállású kábelek			
Új jelölése	50-2-1	50-3-1	50-7-2
Régi jelölése	3006.1	3007.1	3008.1
Belső vezető	Rézlitze	Rézlitze	Rézlitze
Névleges átmérő, mm	0,5	0,9	2,3
Dielektrikum	Polietilén	Polietilén	Polietilén
Névleges átmérő, mm	1,5	2,95	7,25
Külső vezető	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés
Védőburkolat	PVC	PVC	PVC
Külső átmérő, mm	3,2	5,3	10,7
Hullámellenállás, Ω	50±2	50±2	50±2
Rövidülési tényező hozzávetőlegesen	0,66	0,66	0,66
Kapacitás, pF/m	100	100	100
Csillapítás, dB/100m			
10 MHz-en	8,2	4,5	2,1
100 MHz-en	28,5	15	6,5
200 MHz-en	43	22	9,5
500 MHz-en	70	35	17,
60 Ω hullámellenállású kábelek			
Új jelölése	60-4-1	60-7-1	60-7-2
Régi jelölése	025,1	046.1	037.1
Belső vezető	Rézlitze	Rézlitze	Rézlitze
Névleges átmérő, mm	1,0	1,5	1,5
Dielektrikum	Polietilén	Polietilén	Polietilén
Névleges átmérő, mm	4,1	6,6	6,6
Külső vezető	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés
Védőburkolat	PVC	PVC	PVC
Külső átmérő, mm	6,1	9,3	9,3
Hullámellenállás, Ω	60±5	60±3	60±3
Rövidülési tényező hozzávetőlegesen	0,66	0,66	0,66
Kapacitás, pF/m	85	85	85
Megfelelő dugasz	6000 A/T	6000 B/T	6000 B/T
	6030 A/T	6030 B/T	6030 B/T
	6088 A/T	6030 B/T	6030 B/T
Csillapítás, dB/100 m			
10 MHz-en	3,5	1,9	1,9
100 MHz-en	13	7,5	6,5
200 MHz-en	17	11	9,5
500 MHz-en	30	19	16
Új jelölése	60-7-3	60-10-1	60-10-2
Régi jelölése	030.1	017.1	038.1
Belső vezető	Rézhuzal	Rézlitze	Rézhuzal
Névleges átmérő, mm	1,78	2,3	2,26
Dielektrikum	Polietilén, üreges	Polietilén	Polietilén
Névleges átmérő, mm	6,6	10,0	10,0
Külső vezető	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés
Védőburkolat	PVC	PVC	PVC
Külső átmérő, mm	9,3	13,7	13,7
Hullámellenállás, Ω	60±5	60±5	60±3
Rövidülési tényező hozzávetőlegesen	0,77	0,66	0,66
Kapacitás, pF/m	70	85	83
Megfelelő dugasz	6004 A/T	6007 A/T	6007 A/T
	6034 A/T	6037 A/T	6037 A/T
	6061 A/T	6064 A/T	6064 A/T
	6091 A/T	6092 A/T	6092 A/T
Csillapítás, dB/100 m			
10 MHz-en	2,0	2,0	1,5
100 MHz-en	6,1	6,5	4,3
200 MHz-en	9,5	10,5	7,0
500 MHz-en	14,7	16,5	11,3

16. táblázat folytatása

60 Ω hullámellenállású kábelek			
Új jelölés	60-10-3	60-24-3	60-40-1
Régi jelölés	032.1	0,23.1	041.1
Belső vezető	Rézhuzal	Rézcső	Üreges rézvezető
Névleges átmérő, mm	3,2	7,5	14,0
Dielektrikum	Polisztirolbetét	Polisztirolbetét	Polivinilkarbazol
Névleges átmérő, mm	10,0	24,2	40,0
Külső vezető	Rézhuzalbeszövés	Rézcső	Rézcső
Védőburkolat	PVC	PVC	PVC
Külső átmérő, mm	13,7	29,5	50,0
Hullámellenállás Ω	60±1	60±1,8	60±1,8
Rövidülési tényező (hozzávetőlegesen)	0,88	0,835	0,93
Kapacitás, pF/m	63	64	60
Megfelelő dugasz	6007 A/T 6037 A/T 6064 A/T 6092 A/T	6016 A/T 6040 A/T	17/46—041
Csillapítás, dB/100 m			
10 MHz-en	1,1	0,4	0,27
100 MHz-en	3,5	1,3	0,87
200 MHz-en	5,2	1,8	1,4
500 MHz-en	8,7	2,4	2,2
70—75 Ω hullámellenállású kábelek			
Új jelölés	70-10-1	75-4-1	75-4-4
Régi jelölés	2008.1	2010.1	2016.1
Belső vezető	Rézhuzal	Rézlitze	Rézhuzal
Névleges átmérő, mm	1,8	0,6	0,58
Dielektrikum	Polietilén	Polietilén	Polietilén
Névleges átmérő, mm	10,0	3,7	3,7
Külső vezető	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés
Védőburkolat	PVC	PVC	PVC
Külső átmérő, mm	13,	6,1	6,1
Hullámellenállás, Ω	70±3	75±3	75±3
Rövidülési tényező hozzávetőlegesen	0,66	0,66	0,66
Kapacitás, pF/m	75	67	67
Megfelelő dugasz		7503 B/T 7515 B/T 7530 B/T 7531 B/T	7503 B/T 7515 B/T 7530 B/T 7531 B/T
Csillapítás, dB/100 m			
10 MHz-en	1,7	4,4	3,7
100 MHz-en	5,6	15,5	12
200 MHz-en	8,7	21,5	17
500 MHz-en		36,5	30,5
Új jelölés	70-4-15	75-7-8	75-17-2
Régi jelölés	2017.1	2020.1	2021.1
Belső vezető	Rézhuzal	Rézhuzal	Rézhuzal
Névleges átmérő, mm	0,68	1,13	2,7
Dielektrikum	Polietilén	Polietilén	Polietilén
Névleges átmérő, mm	4,6	7,25	17,3
Külső vezető	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés
Védőburkolat	PVC	PVC	PVC
Külső átmérő, mm	7,8	10,7	22,5
Hullámellenállás, Ω	75±6	75±3	75±3
Rövidülési tényező hozzávetőlegesen	0,66	0,66	0,66
Kapacitás, pF/m	65	67	67
Csillapítás, dB/100 m			
10 MHz-en	2,9	2,1	1,0
100 MHz-en	10,5	6,5	3,3
200 MHz-en	15	9,5	4,8
500 MHz-en		17	8,6

Megjegyzés: A megadott típusú dugaszokat a Versorgungskontor für Maschinenbauerzeugnisse Dresden útján lehet megrendelni.

17. táblázat. Árnyékolt szimmetrikus kéthuzalos vezetékek. Gyártja: VEB Kabelwerk Vacha (NDK)

120—240 Ω hullámellenállásra			
Új jelölés	120 D 10—1	240 D 10—3	240 D 10—3
Régi jelölés	303.1	351.1	357.1
Belső vezetőpár	Rézhuzal	Rézhuzal	Rézhuzal
Névleges átmérő, mm	2×1,4	2×0,4	2×0,5
Dielektrikum	Polietilén	Polisztirolbetét	Polietilén, üregesen
Névleges átmérő, mm	10,6	6,2	10,0
Külső vezető	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés
Védőburkolat	PVC	PVC	PVC
Külső átmérő, mm	14,0	9,0	13,7
Hullámellenállás, Ω	120±12	240±24	240±20
Rövidülési tényező hozzávetőlegesen	0,65	0,82	0,82
Kapacitás, pF/m hozzávetőlegesen	40	18	18
Csillapítás, dB/100 m			
10 MHz-en	2,1	4,3	3
100 MHz-en	6,8	15	9,5
200 MHz-en	9,6	21	15

18. táblázat. Szimmetrikus kéthuzalos vezetékek (lapos szalagvezetékek)
Gyártja: VEB Kabelwerk Vacha (NDK)

120—300 Ω hullámellenállásra			
Új jelölése	120 B 1—1	240 A 4—1	300 A 7—1
Régi jelölése	305.0	352.0	391.0
Vezetőpár	Rézhuzal	Rézlitze	Rézlitze
Névleges átmérő, mm	2×0,3	2×0,9	2×0,9
Dielektrikum	Polietilén	Polietilén	Polietilén
Névleges átmérő, mm	1,5×0,7	5,7×1,6	9×2
Hullámellenállás, Ω	120±18	240±12	300±15
Rövidülési tényező hozzávetőlegesen	0,75	0,80	0,80
Kapacitás, pF/m hozzávetőlegesen	38	16	13
Csillapítás, dB/100 m			
10 MHz-en		1,5	0,87
100 MHz-en		4,3	3,5
200 MHz-en		6,7	5,9
500 MHz-en		12	9,5

19. táblázat. Szovjet koaxiális kábelek

Típus	Hullámellenállás, Ω	Kapacitás pF/m	Abelső vezető átmérője, mm	Külső átmérő mm	Csillapítás Np/km		
					45	200	3000
					MHz-en		
РК 19	50	115	0,7			34,6	230
РК 119	50	115	0,7			34,6	230
РКТФ 19	50	105	0,7			34,6	230
РК 55	50	110	0,9			28,8	196
РК 159	50	110	0,9			28,8	196
РКТФ 29	50	106	1,0			28,8	196
РК 29	50	110	1,4				161
РК 129	50	110	1,4				161
РК 28	50	115	2,3				144
РК 128	50	115	2,3				144
РКТФ 47	50	106	2,5			17,3	127
РК 147	50	115	2,3			19,6	144
РК 47	50	115	2,8			19,6	144
РК 48	50	115	3,4			13,8	86,5
РК 148	50	115	3,4			13,8	86,5
РКТФ 48	50	106	3,6			13,8	104
РК 61	50	115	4,5	15,0	4,6		127
РК 6	52	101	2,6	9,0	6,0		86,5
РК 106	53	102	2,6	9,0	5,8		104
РКТФ 6	52	101	2,6	8,0			127
РК 3	74	70	1,4	9,0	5,4		92
РК 103	74	71	1,4	9,0	5,8		104
РК 4	74	70	1,4	9,0	8,0		369
РК 104	74	71	1,4	9,0	8,1		104
РК 1	75	76	0,7			21,0	150
РК 101	75	76	0,7			21,0	150
РКТФ 1	75	70	0,8			21,0	150
РК 49	75	76	0,8			23,0	173
РК 149	75	76	0,8			23,0	173
РКТФ 49	75	70	0,9			17,3	144
РК 20	75	76	1,1			17,3	127
РК 120	75	78	1,2			17,3	127
РКТФ 3	75	70	1,3			13,8	115
РКТФ 20	75	70	1,4			17,3	127
РК 160	75	75	2,0	13,0			104
РК 62	75	70	2,2	15,0	4,0		92
РК 8	75	68	2,7	18,0			
РКТФ 56	77	50	0,6	5,0	11,5		156
РК 156	83	48	0,6	4,0	10,4		150
РКТФ 50	100	37	0,3	6,0	9,2		115
РК 2	100	57	0,6			16,1	98
РКТФ 2	100	50	0,7			17,3	127
РК 50	150	27	0,3	6,0	8,5		97
РК 150	150	27	0,3	6,0	5,8		97

20. táblázat. Amerikai koaxiális kábelek

Típus	Hullám-ellenállás Ω	Kapacitás pF/m	A belső vezető átmérője, mm	Külső átmérő mm	Csillapítás Np/km		
					30	100	500
					MHz-en		
RG—58/U	53,5	94	kb. 0,8	kb. 5	8,7	17,4	41,6
RG—55/U	Mint az RG—58/U típus, de polietilén a külső védőköpenyének anyaga, átmérője pedig 5,23 mm						
RG—5/U	52,5	94	1,3	8,5	5,6	11,0	
RG—8/U	52	97	7×0,7 litze	10	3,8	7,9	20,8
RG—14/U	52	97	2,6	14	2,8	5,3	
RG—17/U	52	97	4,8	22	1,6	3,0	
RG—19/U	52	97	6,35	28,5	1,25	2,57	
RG—59/U	73	69	0,65	6,2	7,2	12,9	34,0
RG—6/U	76	66	0,72	8,5	5,3	11,0	
RG—11/U	75	68	7×0,4 litze	10	4,5	8,7	18,9
RG—13/U	74	68	7×0,4 litze	10,7	4,3	8,3	
RG—62/U	93	46	0,65	6,15	5,6	10,2	
	Mint az RG—62/U típus, de polietilén a külső védőköpenyének anyaga, átmérője pedig 6,35 mm						
RG—63/U	125	34,5	0,65	10,3	4,2	7,6	

21. táblázat. Műanyag dielektrikumú kéthuzalos vezetékek. Amerikai típusok (Amphenol)

Típus	Hullám-ellenállás, Ω	Rövidülési tényező	A vezető átmérője	Csillapítás Np/km-ben			
				7	30	150	400
			mm	MHz-en			
14-080	75	0,68	7×0,32	7,9	15,8	35,9	53,8
14-023	75	0,71	7×0,7	1,9	5,7	18,5	
14-079	150	0,77	7×0,32	2,5	5,7	12,8	20,8
14-056	300	0,82	7×0,32	1,1	2,3	5,9	10,2
14-100	300	0,82	7×0,32	1,1	2,3	5,9	10,2
14-271	300	0,82	7×0,32	1,1	2,3	5,9	10,2
14-185	300	0,82	7×0,4	0,8	2,0	5,1	9,4
14-076	300	0,82	7×0,4	0,8	1,9	4,8	8,3
14-022	300	0,82	1,3	0,6	1,4	3,8	6,8

Az Egyesült Államokban, Nagy-Britanniában és más, angol nyelvű országokban mind ez ideig még nem teljesen vezették be a nemzetközileg használatos méterrendszert. Ez a körülmény megnehezíti a szakközlemények használatát, mert az angliai vagy amerikai egységben megadott mennyiségeket mindig át kell számítani a megfelelő metrikus egységre.

Ezt az átszámítást akarják a következő táblázatok megkönnyíteni.

22. táblázat. A Magyar Kábel Művek (Budapest XI., Budafoki út 60.) által gyártott nagyfrekvenciás koaxiális kábelek

Típus	RK-1	RK-3	RK-19	RK-19 A
Vezetőér	1×0,68 mm	1×1,37 mm	1×0,68 mm	1×0,68 mm
Szigetelő	Polietilén	Polietilén	Polietilén	Polietilén
Árnyékolás	Rézszövés	Rézszövés	Rézszövés	Rézszövés
Külső réteg	PVC	PVC	PVC	PVC
Névl. hullám-ellenállás	77 Ω	75 Ω	52 Ω	52 Ω
Külső méret	7,3 mm	13 mm	4,2 mm	5 mm

Típus	RK-20	RK-29	RK-49	RK-13
Vezetőér	7×0,37 mm	1×1,37 mm	7×0,26 mm	7×0,7 mm
Szigetelő	Polietilén	Polietilén	Polietilén	Polietilén
Árnyékolás	Rézszövés	Rézszövés	Rézszövés	Rézszövés
Külső réteg	PVC	PVC	PVC	PVC
Névl. hullám-ellenállás	75 Ω	50 Ω	72 Ω	52 Ω
Külső méret	10,4 mm	9,8 mm	6,8 mm	10,5 mm

Típus	75-4-2	RD-14	RD-16	RD-26
Vezetőér	70×0,21 mm	Árnyékolt szimmetrikus két vezetőeres kábel		
Szigetelő	Polietilén			
Árnyékolás	Rézszövés			
Külső réteg	PVC			
Névl. hullám-ellenállás	75 Ω			
Külső méret	6,7 mm			
Terjedési hányados	0,66			
Kapacitás	67 pF/m			

23. táblázat. Angol és amerikai hosszegységek és metrikus egységben kifejezett értékük

Nagy-Britannia és az USA	Rövidítése	Metrikus egységben	Átszámítási tényező
1 inch (hüvelyk)=10 line=1000 mil	(″) in.	2,54 cm	0,3937
1 foot (láb)=12 inch	(′) ft.	30,48 cm	$3{,}281 \cdot 10^{-2}$
1 yard=3 foot=36 inch	yd.	91,44 cm	$1{,}094 \cdot 10^{-2}$
1 fathom=6 foot	fath.	1,8288 m	0,547
1 rod=5,5 yard=16,5 foot	rod	5,0292 m	0,199
1 furlong=40 rod=220 yard	fur.	201,168 m	$4{,}97 \cdot 10^{-3}$
1 London mile=5000 foot	Lond. mile	1,524 km	0,6562
1 statute mile=1760 yard=5280 foot	stat. mile	1,6093 km	0,6214
1 int. nautical mile (tengeri mérföld)=6076 foot	naut. mile	1,852 km	0,54

Az utolsó oszlopban megadott átszámítási tényezővel számíthatjuk ki a metrikus rendszerben megadott hosszúságot angliai vagy amerikai hosszegységre (pl. 40 000 km=0,54·40 000=21 600 naut. mile).

24. táblázat. Az angolszász láb és hüvelyk átszámítása méterre

Láb (')	0"	1"	2"	3"	4"	5"	6"	7"	8"	9"	10"	11"
0	0,0000	0,0254	0,0508	0,0762	0,1016	0,1270	0,1524	0,1778	0,2032	0,2286	0,2540	0,2794 m
1' (=12")	0,305	0,330	0,356	0,381	0,406	0,432	0,457	0,483	0,508	0,533	0,559	0,584 m
2' (=24")	0,610	0,635	0,660	0,686	0,711	0,737	0,762	0,787	0,813	0,838	0,864	0,889 m
3' (=36")	0,914	0,940	0,965	0,991	1,016	1,041	1,067	1,092	1,118	1,143	1,168	1,194 m
4' (=48")	1,219	1,245	1,270	1,295	1,321	1,346	1,372	1,397	1,422	1,448	1,473	1,499 m
5' (=60")	1,524	1,549	1,575	1,600	1,626	1,651	1,676	1,702	1,727	1,753	1,778	1,803 m
6' (=72")	1,829	1,854	1,880	1,905	1,930	1,956	1,981	2,007	2,032	2,057	2,083	2,108 m
7' (=84")	2,134	2,159	2,184	2,210	2,235	2,261	2,286	2,311	2,337	2,362	2,388	2,413 m
8' (=96")	2,438	2,464	2,489	2,515	2,540	2,565	2,591	2,616	2,692	2,662	2,692	2,717 m
9' (=108")	2,743	2,769	2,794	2,819	2,845	2,870	2,896	2,921	2,946	2,972	2,997	3,023 m
10' (=120")	3,048	3,073	3,099	3,124	3,150	3,175	3,200	3,226	3,251	3,277	3,302	3,327 m
11' (=132")	3,353	3,378	3,404	3,429	3,454	3,480	3,505	3,531	3,556	3,581	3,607	3,632 m
12' (=144")	3,658	3,683	3,708	3,734	3,759	3,785	3,810	3,835	3,861	3,886	3,912	3,937 m
13' (=156")	3,962	3,988	4,013	4,039	4,064	4,089	4,115	4,140	4,166	4,191	4,216	4,242 m
14' (=168")	4,267	4,293	4,318	4,343	4,369	4,394	4,420	4,445	4,470	4,496	4,521	4,547 m
15' (=180")	4,572	4,597	4,623	4,648	4,674	4,699	4,724	4,750	4,775	4,801	4,826	4,851 m
16' (=192")	4,877	4,902	4,928	4,953	4,978	5,004	5,029	5,055	5,080	5,105	5,131	5,136 m
17' (=204")	5,182	5,207	5,232	5,258	5,283	5,309	5,334	5,359	5,385	5,410	5,436	5,461 m
18' (=216")	5,486	5,512	5,537	5,563	5,588	5,613	5,639	5,664	5,690	5,715	5,740	5,766 m
19' (=228")	5,791	5,817	5,842	5,867	5,893	5,918	5,944	5,969	5,994	6,020	6,045	6,071 m
20' (=240")	6,096	6,121	6,147	6,172	6,198	6,223	6,248	6,274	6,299	6,325	6,350	6,375 m
21' (=252")	6,401	6,426	6,452	6,477	6,502	6,528	6,553	6,579	6,604	6,629	6,655	6,680 m
22' (=264")	6,706	6,731	6,756	6,782	6,807	6,833	6,858	6,883	6,909	6,934	6,960	6,985 m
23' (=276")	7,010	7,036	7,061	7,087	7,112	7,137	7,163	7,188	7,214	7,239	7,264	7,290 m
24' (=288")	7,315	7,341	7,366	7,391	7,417	7,442	7,468	7,493	7,518	7,544	7,569	7,595 m
25' (=300")	7,620	7,645	7,671	7,696	7,722	7,747	7,772	7,798	7,823	7,849	7,874	7,899 m
26' (=312")	7,925	7,950	7,976	8,001	8,026	8,052	8,077	8,103	8,128	8,153	8,179	8,204 m
27' (=324")	8,230	8,255	8,280	8,306	8,331	8,357	8,382	8,407	8,433	8,458	8,484	8,509 m
28' (=336")	8,534	8,560	8,585	8,611	8,636	8,661	8,687	8,712	8,788	8,763	8,788	8,814 m
29' (=348")	8,839	8,865	8,890	8,915	8,941	8,966	8,992	9,017	9,042	9,068	9,093	9,119 m
30' (=360")	9,144	9,169	9,195	9,220	9,246	9,271	9,296	9,322	9,347	9,373	9,398	9,423 m

1'=0,3048 m; 1"=0,0254 m; 1'=12"

25. táblázat. Az angolszász hüvelyk tört részeinek és tizedes törtben kifejezett értékeinek átszámítása milliméterre

Hüvelykben	mm-ben	Hüvelykben	mm-ben
$^{1}/_{64}=0{,}015$	0,396	$^{33}/_{64}=0{,}516$	13,096
$^{1}/_{32}=0{,}031$	0,793	$^{17}/_{32}=0{,}531$	13,492
$^{3}/_{64}=0{,}047$	1,190	$^{35}/_{64}=0{,}547$	13,890
$^{1}/_{16}=0{,}063$	1,587	$^{9}/_{16}=0{,}563$	14,287
$^{5}/_{64}=0{,}078$	1,984	$^{37}/_{64}=0{,}578$	14,683
$^{3}/_{32}=0{,}094$	2,381	$^{19}/_{32}=0{,}594$	15,080
$^{7}/_{64}=0{,}109$	2,778	$^{39}/_{64}=0{,}609$	15,477
$^{1}/_{8}=0{,}125$	3,175	$^{5}/_{8}=0{,}625$	15,875
$^{9}/_{64}=0{,}141$	3,571	$^{41}/_{64}=0{,}641$	16,271
$^{5}/_{32}=0{,}156$	3,968	$^{21}/_{32}=0{,}656$	16,667
$^{11}/_{64}=0{,}172$	4,365	$^{43}/_{64}=0{,}672$	17,064
$^{3}/_{16}=0{,}188$	4,762	$^{11}/_{16}=0{,}688$	17,462
$^{13}/_{64}=0{,}203$	5,159	$^{45}/_{64}=0{,}703$	17,858
$^{7}/_{32}=0{,}219$	5,556	$^{23}/_{32}=0{,}719$	18,255
$^{15}/_{64}=0{,}234$	5,952	$^{47}/_{64}=0{,}734$	18,652
$^{1}/_{4}=0{,}250$	6,350	$^{3}/_{4}=0{,}750$	19,050
$^{17}/_{64}=0{,}266$	6,746	$^{49}/_{64}=0{,}766$	19,446
$^{9}/_{32}=0{,}281$	7,143	$^{25}/_{32}=0{,}781$	19,842
$^{19}/_{64}=0{,}297$	7,540	$^{51}/_{64}=0{,}797$	20,239
$^{5}/_{16}=0{,}313$	7,937	$^{13}/_{16}=0{,}813$	20,637
$^{21}/_{64}=0{,}328$	8,334	$^{53}/_{64}=0{,}828$	21,033
$^{11}/_{32}=0{,}344$	8,730	$^{27}/_{32}=0{,}844$	21,429
$^{23}/_{64}=0{,}359$	9,127	$^{55}/_{64}=0{,}859$	21,827
$^{3}/_{8}=0{,}375$	9,525	$^{7}/_{8}=0{,}875$	22,225
$^{25}/_{64}=0{,}391$	9,921	$^{57}/_{64}=0{,}891$	22,621
$^{13}/_{32}=0{,}406$	10,318	$^{29}/_{32}=0{,}906$	23,017
$^{27}/_{64}=0{,}422$	10,715	$^{59}/_{64}=0{,}922$	23,414
$^{7}/_{16}=0{,}438$	11,112	$^{15}/_{16}=0{,}938$	23,812
$^{29}/_{64}=0{,}453$	11,508	$^{61}/_{64}=0{,}953$	24,208
$^{15}/_{32}=0{,}469$	11,905	$^{31}/_{32}=0{,}969$	24,604
$^{31}/_{64}=0{,}484$	12,302	$^{63}/_{64}=0{,}984$	25,002
$^{1}/_{2}=0{,}500$	12,700	$1=1{,}000$	25,400

26. táblázat. Amerikai és angol huzalméretek és a megfelelő átmérőérték hüvelykben és milliméterben

Jelölés	AWG		BWG		ISWG (SWG)	
	Átmérő		Átmérő		Átmérő	
	"	mm	"	mm	"	mm
0000	0,460	11,68	0,454	11,53	0,40	10,16
000	0,409	10,41	0,425	10,80	0,372	9,45
00	0,365	9,27	0,380	9,65	0,348	8,84
0	0,325	8,25	0,340	8,64	0,324	8,23
1	0,289	7,35	0,300	7,62	0,300	7,62
2	0,258	6,54	0,283	7,21	0,276	7,01
3	0,229	5,83	0,259	6,58	0,252	6,40
4	0,204	5,19	0,238	6,05	0,232	5,89
5	0,182	4,62	0,220	5,59	0,212	5,38
6	0,162	4,11	0,203	5,16	0,192	4,88
7	0,144	3,66	0,179	4,57	0,176	4,47
8	0,128	3,26	0,164	4,19	0,160	4,06
9	0,114	2,90	0,147	3,76	0,144	3,66
10	0,102	2,59	0,134	3,40	0,128	3,25
11	0,091	2,30	0,120	3,05	0,116	2,95
12	0,081	2,05	0,109	2,77	0,104	2,64
13	0,072	1,83	0,095	2,41	0,092	2,34
14	0,064	1,63	0,083	2,11	0,081	2,03
15	0,057	1,45	0,072	1,83	0,072	1,83
16	0,051	1,29	0,065	1,65	0,064	1,63
17	0,045	1,15	0,058	1,47	0,056	1,42
18	0,040	1,02	0,049	1,24	0,048	1,22
19	0,036	0,91	0,042	1,07	0,040	1,02
20	0,032	0,81	0,035	0,89	0,036	0,92
21	0,028	0,72	0,031	0,81	0,032	0,81
22	0,025	0,64	0,028	0,71	0,028	0,71
23	0,023	0,57	0,025	0,64	0,024	0,61
24	0,020	0,51	0,023	0,56	0,023	0,56
25	0,018	0,45	0,020	0,51	0,020	0,51
26	0,016	0,40	0,018	0,46	0,018	0,46
27	0,014	0,36	0,016	0,41	0,016	0,41
28	0,013	0,32	0,0135	0,356	0,014	0,38
29	0,011	0,29	0,013	0,33	0,013	0,35
30	0,010	0,25	0,012	0,305	0,012	0,305
31	0,009	0,23	0,010	0,254	0,011	0,29
32	0,008	0,20	0,009	0,229	0,0106	0,27
33	0,007	0,18	0,008	0,203	0,010	0,254
34	0,0063	0,16	0,007	0,178	0,009	0,229
35	0,0056	0,14	0,005	0,127	0,008	0,203
36	0,0050	0,13	0,004	0,102	0,007	0,178
37	0,0044	0,11	—	—	0,0067	0,17
38	0,0040	0,10	—	—	0,0060	0,15
39	0,0035	0,09	—	—	0,0050	0,127
40	0,0031	0,08	—	—	0,0047	0,12

A milliméteradatok felkerekített értékek

27. táblázat. A Magyar Kábel Művek által gyártott antennavezetékek és antennalevezető adatai

A vezeték-típus jele	Üzemi kapacitása pF/m	Hullám ellenállása Ω	Hullámterjedési állandó
RK 1	68	75	0,66
RK 6	101	50	0,66
RK 19	101	50	0,66
RK 29	105	48	0,66
RK 49	76	67	0,66
Antenna-levezető	14	300	0,85

Tárgymutató

A

abszolút sávszélesség 36
acélhuzalköpeny 63
aluláteresztő szűrő 406
amerikai koaxiális kábel 486
anódáram-maximum 106
— -minimum 106
anódköri rezgőkör 105
antenna, aperiodikus 144
—, autó 362, 382
— áram 35
— áramjelző 444
— áthelyezés 459
— átépítés 459
—, beatwing 321
—, belső 461
— bemeneti ellenállás 453
—, curtain 162
— csatoló 406
—, csoport 293
—, deciméteres hullámú 312
—, DDRR 265
—, delta loop 185
—, dipólus 51
—, discone 313
—, egysávos 115
— elem hossz 476
— eltávolítás 459
— építés 458
—, félhullámú 115
—, forgatható 113
—, Franklin 153
—, Fuchs 137
antenna, függőleges polarizált 256
—, — soksávos 259
—, groundplane 241
—, gyűrű 268
—, halo 319
— hangolóegység 80
—, háromsávos 122
—, hula-hoop 268
—, huzal 113
— impedancia 34
—, irány 113
—, irányhatású 48
—, irányító hatású 113
—, irányított kétemeletes 274
—, kalicka 180
—, kettős tekercs 339
— -kicsatolás 101
—, kis helyiségigényű 127
—, koaxiális 250, 312
—, körsugárzó 312
—, külső 460
— létesítés 458
—, Maria Maluca 321
—, Marconi 236
—, máltai kereszt 322, 323
— mérés 451
— mérő készülék 417
—, mű 445
— nyereség 45
—, nyitott rombusz 142
—, periodusos 342
—, polarizált 44, 326
— tartó pózna 195
—, quirl 321

antenna, rés 347
—, rombusz 351
—, rövidhullámú 112
—, segéd 375
—, sorompó 321
—, superturnstille 321
—, szimmetrikus 95
— szűrő 436
— tartó 194
— táplálás 58
—, többsávos 136
—, turnstille 321
—, ultrarövidhullámú 271, 312, 399
—, váz 349
— vezeték 461
—, vonatkozási 47
—, Windom 119
—, Y 115
—, Yagi 44, 277
—, Yagi, háromelemes 193
—, záróedényes 314
—, Zeppelin 55, 177
aperiodikus antenna 144
aszimmetrikus hangolócsonk 90
aszimmetrikus nyaláb 40
aszimmetrikus táplálás 83
atmoszféra 22
aurora-zóna 31
autóantenna 362, 382

Á

állóhullám 70, 433
— arány 70, 89
— aránymérő 111
— indikátor 433
— jelző 342
— mérés 434, 451
áramcsatolás 101, 109, 117, 138
árameloszlás 70, 138
áramminimum 34, 70
árnyékolt tápvonal 63

B

backfire-antenna 336
balun-tekercs 99
—-transzformátor 401
—-vonal 97
batwing-antenna 321
—-dipólus 321
bazooka 97
beam 213
—, háromsávos 207, 211
—, mini 197
—, miniatűr 198
—, normál 197
—, reflektor 207
—, vest pocket 197
belső antenna 461
— ér 63
big wheel 324
bird cage 180
bisquare-antenna 159
—-sugárzó 159
Boucherot-híd 93
bőrhatás 64

C

Collins-szűrő
corner reflector 334
cubical quad 171
— —, egyszerű 353
— —, emeletes 354
curtain-antenna 162

CS

csatlakozás, tápvonal 81, 101
csatolótölcsér 68
csillapítás adat 64
—, hátrafelé 160
—, melléknyaláb 41
csillapító tag 447
—, tápvonal 148
csonk, szimmetrizáló 97
csoportantenna 293
—, négyelemes 293
— reflektoros 298
— táplálás 294
—, tizenhat elemes 300
— tv-vételre 392
csoport, dipólus 155
—, quad 354
csőalakú réssugárzó 348

D

DDRR-antenna 265
decibel 46

deciméteres hullámú antenna 312
— tv-antenna 395
delta hurok 174
— illesztés 81
delta loop antenna 185
— — — kétemeletes 186
diffrakció 21
dipólus antenna 51
—, batwig 321
— csoport 155
— elemi 47
—, emeletes 153
— fal 153
—, félhullámú 35, 51
—, függőleges 250
— függöny 155
—, gépkocsi 320
—, gyűrűs 319
—, hajlított 51
—, Hertz 47
—, hurok 51, 82, 116
—, kereszt 132, 321
—, kettős 155
—, kettős-kúpos 56
—, kollineáris 151, 152
—, körsugárzó 132
—, lepke 57
—, normált 47
— oszlop 153
—, pillangó 57
— rezonanciahossz 385
—, rövid 47
—, rövidített 128
— sor 151
—, szélessávú 56
—, szögesített hajlított 320
—, táplált 52
—, teljes hullámú 54
—, többsávos 123
direktor 160
— távolság 189
discone antenna 315
— körsugárzó 315
dugóhúzó antenna 338

E

effektus, Marconi 80
—, skin 64
egészhullámú téglalap 174
egyelemes antenna 385
egyhuzalos tápvonal 66
egyoldalas iránydiagram 166
egysávos antenna 115
egység, illesztő 81
—, transzformáló 81
egyszerű cubical quad 353
egyszerűsített V-antenna 141
— tölcsérsugárzó 330
elektromágneses erőtér 18
— hullám 17
elektromos erőtér 18
térerő 18
elektronkoncentráció 25
elektrosztatikus erőtér 18
elemi dipólus 47
ellenállás, lezáró 71
—, sugárzási 35
—, talpponti 34, 56
—, veszteségi 35
előre—hátra viszony 41
előre—oldal viszony 41
emeletes cubical quad 354
— dipólus 153
— hosszú Yagi-antenna 291
— körsugárzó 316
— máltai kereszt 323
— V-antenna 141, 350
— V-dipólus 158
— Yagi-antenna 284, 393
emelkedési szög 43
EMI-hurok 96
erőtér, elektrosztatikus 18
—, elektromos 18
—, homogén 18
—, inhomogén 18
—, mágneses 18, 19
eruptív 25
exoszféra 22
északi fény 31

F

faktor, multiplikációs 43
fal, dipólus 153
faszerkezet 195
fáklyaképződés 25
fedés 25
feeder 62
fekvő H-antenna 156
felharmonikus 102
felületeresztő szűrő 407
felülhasznosítási tényező 49
felület, hatásos 48

felület, szorpciós 48
felületi dipólus 328
— hullám 24
ferrit rúd 24
— antenna 374
feszültség csatolás 101, 109, 117
— eloszlás 70
— maximum 70
— minimum 70
félértékszélesség, teljesítmény 40
—, térerősség 41
félhullámú antenna 115
— függőleges dipólus 250
— sugárzó 112
— szimmetrizáló 97
— tápvonal 79
— V-dipólus 132
fémtölcsér 67
fokozott biztonsági antenna 465
forgatható antenna 113
— iránysugárzó 83, 190, 194
föld, mesterséges 147
földelőcső 237
földelők 461
földelővezeték 462
földelt groundplane 243
főnyaláb 41
Franklin-antenna 156
frekvencia 17
—, kritikus 25
— mértékegység 17
— csapda 405
Fuchs-antenna 137
függőleges polarizáció 20
— polarizált antenna 256
— félhullámú sugárzó 313
—, soksávos antenna 259
— sugárzó 113
— Zeppelin-antenna 251
függöny, dipólus 155, 162
F_1-réteg 26
F_2-réteg 26

G

gamma-illesztés 83
gamma-tag 83
gerjesztés, hosszúsugárzó 163
gépkocsi, dipólus 320
Goubau-vezeték 66
gömbsugárzó 39, 49
granuláció 25, 26
grid-dip mérő 417
groundplane, négysávos 258
—, rövidített 248
—, többvezetős 245

GY

gyöngy szigetelés 64
gyűrű antenna 268
gyűrűs dipólus 319

H

H-antenna 157
—, Lazy 156
hajlított dipólus 51
hajtűhurok 322
haladóhullám 77
haloantenna 319
hangolócsonk, aszimmetrikus 90
—, nyitott 87
—, rövidrezárt 87
hangolóegység, antenna 80
hangolóelem 74
hangolókészülék 209
hangolt tápvonal 77, 78, 101
hangvivő 480
hasított tápvonal 435
határmérő 67
hatás, bőr 64
— Marconi 80
—, skin 64
— fok 65
hatásos felület 48
— magasság 48
— hossz 38
hatelemes Yagi-antenna 278, 308, 387
háromdiódás mérővezeték 435
háromelemes ringbeam 179
— Yagi-antenna 277, 386
háromsávos antenna 122
— beam 207, 211, 213
— CQ—PA-quad 226
— cubical quad antenna 223
— delta loop 235
—, elforgatható iránysugárzó 203
— hurokkal ellátott quad 229
hátrafelé csillapítás 160
Heaviside-réteg 23
helcal-antenna 338
helix beam 338

Hertz-dipólus 47
hibrid kettős quad 355
hitelesített vezeték 447
holdreflexió 32
holtzóna 26
homogén erőtér 18
hordozható rádióantenna 360
hossz, hatásos 38
—, mechanikai 38
hosszabbító tekercs 366
hosszú Yagi-antenna 279
hosszúsugárzó dipólusrendszer 163
— gerjesztés 163
hullám, köpeny 74
—, pszeudó-haladó 77
—, tér 24
—, visszavert 70
hullámellenállás mérés 61
—, tápvonali 58
hullámhomlok 20
hullámhossz 17
hullámmozgás 70
hullámterjedés 27
hullámossági tényező 70
hurkolt keresztdipólus 321
hurokcsatoló-vezeték 106, 107
hurok-dipólus 51, 82, 116
hurkos kétsávos delta loop 234
húszelemes Yagi-antenna 282
huszonnégy elemes Yagi-antenna 282
huzalantenna 113, 133, 144
—, irányító hatású 155
huzalpiramis 129

I

ideiglenes illesztés 94
— illesztőcsonk 94
Illesztés, delta 81
—, gamma 83
—, ideiglenes 94
—, ómega 84
—, optimális 89
—, T 82
illesztési hiba 77
— tényező 71
illesztett tápvonal 77, 101
illesztőcsonk, koaxiális 91
illesztő egység 81
impedancia, antenna 34
— transzformáció 83
inhomogén erőtér 18
ionoszféra 22
inverzió 29
—, talajmenti 29
irány antenna 113
— csatoló 422
— hatású antenna 48
— sugárzó 164
irányító hatású antenna 113
— — huzalantenna 113
iránymérő antenna 372
— keretantenna 373
iránysugárzó, forgatható 83, 190, 194
— rögzítés 195
—, többsávos 203
—, vízszintes 191
izotróp sugárzó 39, 47

J

J-antenna 251
jelleggörbe, irány 39
—, sugárzási 39
jó földelés 237

K

kalickaantenna 180
kapacitív csúszka 94
karcsúsági tényező 35
kábel harisnya 63
—, koaxiális 63
—, üreges 63
keresztdipólus 132, 321
—, hurkolt 321
kettős dipólus 155
— fojtó 99
— kúpos dipólus 56
— tekercsantenna 327
— Zeppelin-antenna 118
képvivő 480
kételemes antenna 385
— delta loop 385
— ringbeam 179
kétemeletes irányított antenna 274
kéthuzalos tápvonal 62, 74
— vezeték 204
kétsávos T-antenna 127
— Yagi-antenna 219
kilencelemes Yagi-antenna 278, 308, 390
kis helyigényű antenna 127
koaxiális antenna 250, 312

koaxiális antenna illesztőcsonk 91
— kábel 63, 482
— — csatlakoztatás 103
kollineáris dipólus 151, 152
kompromisszumos többsávos antenna 221
koncentrál elem 91
korpuszkuláris sugárzás 31
köpeny 63
—, PVC 63
—, acélhuzal 63
— áram 95
— hullám 74
—, műanyag 63
körjóság 105
körsugárzó antenna 312
— dipólus 132
—, discone 315
—, emeletes 316
—, polarizált 324
—, ultrarövidhullámú 312
— V-dipólus 131
központi tartóoszlop 140
kritikus frekvencia 25
különleges antenna 328
— hosszsugárzó 336
külső antenna 460
kvázioptikai terjedés 28

L

L-antenna 136, 378
Lazy-H-antenna 156
Lecher-vezeték 205
legyeződipólus 329
lepke-dipólus 57
lezáróellenállás 71, 146, 147
lezárt huzalantenna 144
— rombuszantenna 147
— V-antenna 146
link-vezeték 106, 405
lóheresugárzó 324
long wire 133

M

magasság, hatásos 38
magassági inverzió 29
magnetosztatikus erőtér 19
magyar koaxiális kábel 487
Marconi-effektus 80
Marconi antenna 236
— hatás 80
Maria Maluca antenna 221
magasantenna 378
matchinstub 87
match maker 438
mágneses erőtér 18, 19
— vihar 31
máltai kereszt antenna 322, 323
mechanikai hossz 38
meddő hányag 72
— tag 72
meghosszabbított groundplane 247
mellékharmonikus 102
melléknyaláb 41
— csillapítás
merőleges sugárzó 113
mesterséges föld 147
meteor scatter 30
— zápor 31
mérés, antenna 451
—, hullámellenállás 61
miniatűr beam 198
minibeam 197
Mickey match 425
módosított DDRR-antenna 266
MUF 25
multiplikációs faktor 43
— tényező 43
műantenna 445
műanyag 63

N

nagyfrekvenciás tápvonal 65
napfáklya 26
napfolt 26
— minimum 27
— szám 26
— tevékenység 27
negyedhullámú függőleges sugárzó
— illesztőcsonk 87
— transzformátor 79, 85
— záróüreg 95
nem táplált reflektor 160
neper 46
négyelemes csoportantenna 293
— Yagi-antenna 308, 386
négyes quadsorozat 357
négyhuzalos tápvonal 65
négysávos groundplane 258
négyzetes quadelem 172

normál beam 197
normális groundplane 246
normál dipólus 47
nullahely 41

NY

nyaláb, aszimmetrikus 40
nyereség 39
— adat 270
nyílásszög 40
nyitott hangolócsonk 87
— rombusz-antenna 142
nyolcelemes Yagi-antenna 388

O

oldalirányú sugárzó 113
omega-illesztés 84
optimális illesztés 89

Ö

összehajtott réssugárzó 348
ötelemes Yagi-antenna 280

P

parazitareflektro 160
Pawsey-szimmetrizáló tag 96
permeabilitás 21
permittivitás 21
periódusos antenna 342
pillangóantenna 328
pillangódipólus 329
polárkoordináta 43
polarizáció, függőleges 20
— változás 20
—, vízszintes 20
polarizációsfadding 21
polarizált antenna 44, 236
— körsugárzó
pontszerű sugárforrás 20
pózna, antennatartó 195
protuberancia 25, 26
pszeudo-haladóhullám 77
PVC köpeny 63

Q

Q-Match 85
quad antenna, háromsávos cubical 223
—, cubical 171
— csoport 354
— elem 171
—, hibrid kettős 355
—, svájci 181
— quad, swiss 181
quick heading beam 255
quirl-antenna 321

R

radiálok elhelyezése 257
rádió hullám 21
— vételi zavar 112
— zavar 403
— zavarelhárítás 404
reciprocitás 33
reflektométer 422
reflektométer 111
reflektor 160
—, beam 207
—, nem táplált 160
— gyűrű 359
— falas csoportantenna 298
—, parazita 160
—, táplált 160
reflektoros egészhullámú hurok 175
reakció 21
reflexió 21
—, szórt 21
reflexiós tényező 71
rekombináció 23
relatív sávszélesség 36
rezgőkör, anódköri 105
rezonancia görbe 36
— hossz 452
— mérés 455
— vizsgáló készülék 417
résantenna 328, 347
ringbeam 178
Robert-diagram 52
rókavadászati antenna 372
rombusz antenna 351
— —, lezárt 147
— —, nyitott 142
— — táplálás 147
rögzítés iránysugárzó 195

rövid-dipólus 47
— hullám terjedés 25
— hullámú antenna 112
— Yagi-antenna 275
rövidrezárt hangolócsonk 87
rövidítési tényező 37, 61
rövidített dipólus 128
— függőleges sugárzó 361, 365
— groundplane 248
— negyedhullámú sugárzó 364
rövidülési tényező 452

S

sarokreflektoros antenna 398
— dipólus 334
soksávos elem 211
sáváteresztő szűrő 408
sávszélesség, abszolút 36
—, abszolút 36
—, relatív 36
sávzáró szűrő 409
scatter 30
Seefried impedanciatranszformátor 93
segéd antenna 375
síkfelületű réssugárzó 347
síkhullám 20
six-schooter 160
skin-effektus 64
— hatás 64
sorompóantenna 321
sporadikus E-réteg 31
stub 87
sugárforrás, pontszerű 20
sugárzás, korpuszkuláris 31
—, zavaró 403
sugárzási ellenállás 35
— jelleggörbe 39
— szög 43
— tulajdonság 40
— veszteség 65
sugárzáskoncentráció 44
sugárzó 33
—, bisquare 159
—, félhullámú 112
—, függőleges 113
—, — félhullámú 313
—, irányhatású 164
—, izotróp 39, 47
—, kétemeletes függőleges 253
—, lóhere 324
sugárzó, merőleges 113
—, oldalirányú 113
—, teljeshullámú 55
superturnstille-antenna 321
svájci quad 181
swiss quad 181

SZ

szelektív térerősségjelző 442
szélellenállás 57
szigetelő térköztartó 80
szimmetrikus antenna 95
szimmetrizáló csonk 97
—, félhullám 97
— transzformátor 77, 95, 98
színuszos eloszlás 70
szoporciós felület 48
szórthullám-terjedés 30
szórt reflexió 21
szög, emelkedési 43
—, sugárzási 43
szögesített hajlított dipólus 320
sztratoszféra 22
szuper-refrakció 30
szűrő, aluláteresztő 406
—, antenna 409
—, Collins 104
—, felüláteresztő 407
—, sáváteresztő 408
—, sávzáró 409

T

T-antenna 378
T-antenna, kétsávos 127
T-illesztés 82
tag, gamma 83
talajmenti inverzió 29
— veszteség 45
talajreflexió 43
talpponti ellenállás 34, 56
tartomány ugrási 26
táplálás, antenna 58
— aszimmetrikus 83
— módja 77
—, vegyes 77
táplált antennaelem 204
— dipólus
— reflektor 160
tápvonal 58

tápvonal, árnyékolt 63
— csatlakozás 81, 101
—, csillapító 148
—, egyhuzalos 66
—, félhullámú 79
—, hangolt 77, 78, 101
—, hasított 435
—, illesztett 77
—, kéthuzalos 62, 74
—, nagyfrekvenciás 65
—, négyhuzalos 65
—, tömlős 61
— végződés 58
tápvonali hullámellenállás 58
tekercsantenna 339, 369
televízióvételi zavar 112
teljeshullámú dipólus 54
— sugárzó 55
— V-dipólus 132
teljesítmény félértékszélesség 40
— nyereség 45
terhelőellenállás 144
terjedés, rövidhullám 25
—, térhullám 25
terjedési sebesség 17
téglány 174
tényező felülhasznosítási 49
—, hullámossági 70
—, karcsúsági 35
—, rövidítési 37
tényező, multiplikációs 43
—, reflexiós 71
—, rövidítései 61
térerő, elektromos 18
térerősség félértékszélesség 41
— jelző 441
— jelző készülék 442
— vektor 19
tér hullám 24
— — terjedés 25
— köztartó 62, 65, 146
— — tárcsa 66
— —, szigetelő 80
— erősség 20
tízelemes Yagi-antenna 281
tizenegy elemes Yagi-antenna 282
tizenkét elemes Yagi-antenna 309
tizennyolc elemes Yagi-antenna 310
tompaszögű V-antenna 142
többsávos antenna 136
— delta loop antenna 233
— dipólus 123
többsávos iránysugárzó 203
— üzem 149
— Windom-antenna 121
— Zeppelin-antenna 118
többsávú parazita-antennaelem 206
többvezetős groundplane 245
tömlős tápvonal 61
törvényes rendelkezés 458
transzformáló egység 81
transzformátor, balun 401
—, negyedhullámú 87
—, szimmetrizáló 77, 98
tranzisztoros dip-mérő 421
trap 405
troposzferikus hullámvezetés átvitel 29
tulajdonság, sugárzási 40
túlfeszültség elleni védelem 463
turnstile antenna 321
tv-antenna 383
— — deciméteres 395
— szalagkábel 62

U

ugrási tartomány 26
ultrarövid hullám 28
— hullámú antenna 271, 312, 399
— — körsugárzó 312
— — ringbeam 358
URH-antenna 272

Ü

üreges kábel 63
üzembiztonság 465

V

V-antenna 139, 350
— —, emeletes 141
— — lezárt 146
— —, tompaszögű 142
változás, polarizáció 20
váz antenna 349
vázszerű résantenna 348
V-csillagantenna 140
V-dipólus, emeletes 158
— —, félhullámú 132
— —, körsugárzó 131
— —, teljeshullámú 132

V-dipólus, vízszintes 131
vegyes táplálás 77
vest pocket beam 197
veszteség, sugárzási 65
—, talajmenti 45
veszteségi ellenállás 35
vételzavar 403
vezeték, antenna 461
— fektetés 462
—, Goubau 66
—, hurokcsatoló 106, 107
—, link 106
visszaverődés 21
viszony, előre—hátra 41
—, előre—oldalt 41
vízszintes iránysugárzó 191
— polarizáció 20
— V-dipólus
vonatkozási antenna 47

W

Windom-antenna 119
— —, többsávos 121

Y

Y-antenna 115
Yagi-antenna 44
Yagi-antenna, emeletes 284, 393
— —, háromelemes 193, 386
— —, — hosszú 291
— —, hatelemes 278, 308, 387
— —, hosszú 279
— —, húszelemes 392
— —, huszonnégy elemes 282
— —, kétsávos 219
— —, kilencelemes 308, 390
— —, négyelemes 308, 386
— —, nyolcelemes 388
— —, rövid 275
— —, tizenegy elemes 282
— —, tizenkételemes 310
— —, tizennyolcelemes 310
— —, tizenötelemes 309

Z

zavar elhárítás 404
—, rádióvételi 112
—, televízióátviteli 112
zavaró sugárzás 403
záróedényes antenna 314
záróüreg, negyedhullámú 95
Zeppelin-antenna 55, 117, 118
— —, többsávos 118
ZL special beam 167
zúzmaraképződés 68

ROVIDESEN MEGJELENIK

Magyari Béla

okl. elektromérnök által szerkesztett

TRANZISZTOR ATLASZ

3., átdolgozott kiadás

c. kiadvány, amely az európai, a szovjet és amerikai jelzésű tranzisztorokon kívül a japán gyártmányúak széles skálájának adatait is tartalmazza.

Ugyancsak előkészítés alatt áll az

ELEKTRONCSŐ ATLASZ

2. kötete

amely az európai, az amerikai és szovjet jelzésű csövek nagy tömegének adatait valamint csőfejbekötéseit tartalmazza. Miután ez a mű az elektroncsövek ilyen jellegű gyűjteményes adatainak utolsó kiadásaként tekinthető, célszerű — miután korlátozott példányszámban jelenik meg — azoknak az olvasóknak előjegyeztetni, akik munkájuk során különféle elektroncsövekkel foglalkoznak.

A könyvesboltokon kívül előjegyezhető:

Műszaki Könyvklub

1051. Budapest, Bajcsy-Zsilinszky út 22.

CQ DE HA 5–555

RÁDIÓAMATŐRÖK!

Olvassátok a Műszaki Könyvkiadó által kiadott Elektronikai sorozat köteteit. Valamennyi amatőrérdeklődésre tarthat számot.
Külön a Ti részetekre szólnak a HA–HG jelvénnyel ellátott kötetek, amelyek HA 5 MH amatőrtársunk segítségével készülnek.
E sorozatban kerül kiadásra a

Zierl: Rádiózástechnika

és a

Konwicki—Konvinsky: Rádióirányмérés

c. kötet

73 ES DX
HA 5–555
SK

Műszaki vezető: **Hegedűs Ernő** — Műszaki szerkesztő: **Metzker Sándor**
A borítót és kötést tervezte: **Sebes János**
A könyv ábráit rajzolta: **Balázs Iván**
A könyv formátuma: B/5 — Terjedelem: 47 (A5) ív
Ábrák száma: 618 — Példányszám: 20 500
Papír minősége: 80 g ofszet — Betűcsalád és -méret: New Times, bg/gm
Azonossági szám: 60 861 — MŰ: **2426-i-7780**
77-1541 Pécsi Szikra Nyomda F. v.: **Szendrői György** mb. igazgató

A RAVILL Kereskedelmi Vállalat várja kedves Vásárlóit!

Rádió és televízió tető-, szoba-, és központi antennák, elosztók, csatlakozók, híradástechnikai áruk, elektromos háztartási gépek alkatrészei, villamos szerelési anyagok

közületi és szolgáltató vállalatok részére a

RAVILL
Híradástechnikai Alkatrész Főosztályán

Bp. 1091 IX. Üllői út 51.
Telefon: 141-463.

kiskereskedelmi vásárlók részére a

RAVILL Alkatrész Áruházban

Bp. 1065 VI. Bajcsy-Zsilinszky út 45.
Telefon: 327-191, 321-991

RAVILL



Közösségi és egyedi URH és tv vevőantenna-rendszerek létesítése és karbantartása

VII. Thököly út 30. T.: 224-275, 221-673

Televízió-, rádió-, magnó- és lemezjátszó-javítás

IV. Pozsonyi út 4/f.	T.: 297-485
XIV. Sárrét park 2.	T.: 840-395
XV. Frankovics úti szolgáltatóház	T.: 635-225
XVIII. Vöröshadsereg útja 187.	T.: 280-244
XX. Tátra tér 16.	T.: 470-515
XXI. Rákóczi F. u. 94.	T.: 342-520

Tranzisztoros készülékek javítása

VI. Lenin krt. 94.	T.: 311-129
VI. Nagymező u. 29.	T.: 126-419
VIII. József krt. 38.	T.: 141-216
VIII. Múzeum krt. 10.	T.: 143-770
VIII. Népszínház u. 27.	T.: 343-140

Hűtőgépjavítás

IX. Kinizsi u. 35. T.: 180-362

Villanyborotva és egyéb háztartási kisgépek javítása

IX. Ferenc krt. 35. T.: 139-220

Porszívó-, padlókefélő- és fúrógép-javítás

IX. Ráday u. 33/a. T.: 180-569

Mosógép, centrifuga és egyéb háztartási gépek javítása

XVIII. Vöröshadsereg útja 187. T.: 280-244
XX. Pacsirta u. 157/b.

RÁVISZ