

karl rothammel



**antenna  
könyv**





**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
<b>1. Elektromágneses rezgések . . . . .</b>	<b>17</b>
1.1. Az elektromágneses erőter . . . . .	18
1.1.1. Az elektromos erőter . . . . .	18
1.1.2. A mágneses erőter . . . . .	18
1.1.3. Összefüggés az elektromos és mágneses erőter között . . . . .	19
1.1.4. Váltakozó elektromágneses erőter . . . . .	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
<b>2. Elektromágneses hullámok terjedése . . . . .</b>	<b>22</b>
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. Troposzférikus 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

<b>3. Az antennák működése és tulajdonságai</b>	<b>33</b>
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
<b>4. Dipólus-antennák</b>	<b>51</b>
4.1. A hurok-dipólus	51
4.2. Teljeshullámú dipólusok	54
4.3. Széles sávú dipólusok	56
<b>5. Antennák táplálása</b>	<b>58</b>
5.1. Tápvonalak	58
5.1.1. A tápvonal hullámellenállása	58
5.1.1.1. A nagyfrekvenciás tápvonalak dielektrikumai	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 hangolóclem	74
5.3. A táplálás módjai	77
5.3.1. Az illesztett tápvonal	77
5.3.2. A hangolt tápvonal	78
<b>6. Illesztő- és transzformáló egységek</b>	<b>81</b>
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 illesztőcsonc (stub)	87
6.6.1. Az aszimmetrikus hangolócsonk	90
6.7. Illesztés koncentrált elemekkel	91
6.7.1. A Boucherot-híd mint illesztőtág	93
6.7.2. Seefried-féle impedanciáttranszformátor	93
6.8. Ideiglenes illesztési megoldások	94

<b>7. Szimmetrizáló transzformátorok</b> . . . . .	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
<b>8. Tápvonalak csatlakoztatása adók végfokozatához</b> . . . . .	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
<b>9. Rövidhullámú antennák</b> . . . . .	112
<b>10. Félhullámú antennák</b> . . . . .	115
10.1. Egysávós 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. Többsávós félhullámú sugárzók . . . . .	117
10.2.1. Zeppelin-antenna . . . . .	117
10.2.1.1. Többsávós Zeppelin-antenna . . . . .	118
10.2.1.2. A kettős Zeppelin (doublet) . . . . .	118
10.2.2. A Windom-antenna . . . . .	119
10.2.2.1. Többsávós Windom-antenna . . . . .	121
10.2.3. Szimmetrikus táplálású többsávós Windom-antennák . . . . .	122
10.2.4. Koaxiális táplálású illesztett háromsávós antenna . . . . .	122
10.2.5. Illesztett többsávós dipólus . . . . .	123
10.2.6. Koaxiális kábellel táplált többsávós antenna . . . . .	124
10.2.7. G 5 RV többsávós antenna . . . . .	124
10.2.8. A W 3 DZZ többsávós antenna . . . . .	125
10.3. Kis helyigényű antennák . . . . .	127
10.3.1. A kétsávós 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
<b>11. Huzalantennák</b> . . . . .	133
11.1. Az L-antenna mint többsávós antenna . . . . .	136
11.2. A Fuchs-antenna . . . . .	137
11.3. A DL 7 AB többsávós 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

<b>12. Aperiodikus antennák</b>	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. Többsávós üzem	149
12.4.5. Különleges kivitelű rombuszantennák	149
<b>13. Azonos fázisban gerjesztett dipólus-kombinációk (oldalsugárzó antennák)</b>	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
<b>14. Hosszsugárzó dipólusrendszerek</b>	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 hosszúsugárzók	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
<b>15. Egészhullámú hurokkal működő, irányhatású antennák</b>	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
<b>16. Sugárzáscsatolású antennaelemekkel ellátott, elforgatható iránysugárzók</b>	187
16.1. A forgatható iránysugárzók gazdaságossága	190
16.2. A vízszintes helyzetű és elforgatható kételemes iránysugárzó	191
16.3. Vízszintes, háromelemes Yagi-antennák	193
16.4. A forgatható iránysugárzó táplálása	194
16.5. Az antennatartó.	194
16.6. Az iránysugárzó rögzítése az antennatartó póznán	195
16.7. Faszerkezet mint az antennaelemek tartója	195



<b>17. Rövidített elemekkel működő irányhatású antennák</b> . . . . .	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
<b>18. Többsávós iránysugárzók</b> . . . . .	203
18.1. G 4 ZU háromsávós, elforgatható iránysugárzója . . . . .	203
18.1.1. A táplált antennaelem . . . . .	204
18.1.2. A többsávós parazita-antennaelem . . . . .	206
18.1.3. A G 4 ZU-beam teljes elrendezése. . . . .	207
18.1.4. Biztonságosan megépíthető háromsávós beam . . . . .	208
18.1.5. Az átalakított G 4 ZU-beam . . . . .	210
18.2. A háromsávós 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 háromsávós 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 háromsávós W 3 DZZ-beam . . . . .	217
18.4.1. Működése . . . . .	217
18.4.2. A gyakorlati antenna . . . . .	219
18.5. Beskatulyázott kétsávós Yagi-antennák a 20 és 15 m-es sávra . . . . .	219
18.5.1. Kétsávós Yagi-antenna 20 és 15 m-re KH 6 OR szerint . . . . .	219
18.5.2. Beskatulyázott kétsávós Yagi-antenna 20 és 15 m-re . . . . .	220
18.6. Beskatulyázott kétsávós Yagi-antenna 15 és 10 m-re . . . . .	221
18.7. Egyszerű kompromisszumos többsávós antennák . . . . .	221
18.7.1. A háromsávós Maria Maluca antenna . . . . .	221
18.7.2. Egyszerű kétsávós változatok . . . . .	222
18.8. A háromsávós 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 háromsávós CQ—PA-quad . . . . .	226
18.10. A háromsávós, egyszerű hurokkal ellátott quad . . . . .	229
18.10.1. A háromsávós quad elektromos koncepciója . . . . .	229
18.10.2. VK 2 AOU konstrukciós megoldása . . . . .	231
18.10.3. A háromsávós quad antenna behangolása. . . . .	232
18.11. Többsávós delta loop antennák . . . . .	233
18.11.1. Beskatulyázott többsávós delta loop antennák . . . . .	233
18.11.2. Egyszerű hurokkal ellátott rövidített kétsávós delta loop . . . . .	234
18.11.3. A háromsávós delta loop . . . . .	235
<b>19. Fügőlegesen polarizált rövidhullámú antennák</b> . . . . .	236
19.1. A jó földelés . . . . .	237
19.2. A negyedhullámú fügőleges sugárzók jellemző adatai . . . . .	239
19.3. A fügőleges antennák sugárzási tulajdonságai . . . . .	240
19.4. A körsugárzó fügőleges 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. Vég táplálású függőleges dipólus-sorok . . . . .	252
19.5. Függőlegesen polarizált, irányhatású antennák . . . . .	253
19.5.1. A kételemes függőleges sugárzók . . . . .	253
19.5.2. Kicszerélhető elemekkel felszerelt kételemes függőleges sugárzó . . . . .	254
19.5.3. A quick heading beam . . . . .	255
19.6. Függőlegesen polarizált antennák többsávós üzemre . . . . .	256
19.6.1. Átkapcsolható háromsávós groundplane-antennák. . . . .	256
19.6.2. Átkapcsoló nélküli négysávós groundplane . . . . .	258
19.6.3. T 2 FD függőleges, soksávós antennája . . . . .	259
19.6.4. Átkapcsolható hosszabbító tekerccsel ellátott, többsávós groundplane-antennák . . . . .	259
19.6.5. Soksávós rezgőkörökkel ellátott, függőleges soksávós antennák . . . . .	262
19.6.6. Többsávós rezgőkörökkel ellátott, háromsávós groundplane a 10, 15 és 20 m-es sávra . . . . .	262
19.6.7. Többsávós rezgőkörökkel ellátott, kétsávós groundplane a 80 és 40 m-es sávokra . . . . .	264
19.7. A DDRR-antenna. . . . .	265
<b>20. A megfelelő rövidhullámú antenna kiválasztása . . . . .</b>	<b>269</b>
20.1. A DX-vadászok legjobb antennája. . . . .	269
20.2. A nyereségadatok jelentősége . . . . .	270
<b>21. Ultrarövid hullámú antennák . . . . .</b>	<b>271</b>
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
<b>22. Hosszsugárzók a 2 m-es sávra . . . . .</b>	<b>274</b>
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. Tizelemes 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. Négyzetes, 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

<b>23. Csoportantennák a 2 m-es sávra</b>	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
<b>24. Yagi-antennák és csoportugárzók a 70 cm-es amatőrsávra</b>	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 csoportugárzó a 70 cm-es sávra	310
<b>25. Ultrarövid hullámú és deciméteres hullámú körsugárzó antennák</b>	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 $5/8\lambda$ 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 szögcsíktól hajlított dipólus	320
25.2.3. A kereszt dipólus	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
<b>26. Különleges alakú méteres és deciméteres hullámú antennák</b>	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 tölcérsugárzó	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 hosszúsugárzók	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
<b>27. Rövidhullámú antennatípusok a méteres és a deciméteres hullámok tartományában</b>	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
<b>28. Amatőrantennák mozgó állomásokhoz . . . . .</b>	<b>360</b>
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 (tekeresantennák) . . . . .	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. Rókaadásati antennák . . . . .	372
28.4.1. Iránymérő antennák a 80 m-es sávra . . . . .	372
28.4.2. Iránymérő antennák a 2 m-es rókaadásatokhoz . . . . .	375
<b>29. Rádióműsor és tv vételére alkalmas antennák . . . . .</b>	<b>376</b>
29.1. Hullámterjedés az amplitúdómodulációs műsoradók egyes hullámterjedési tartományokban . . . . .	376
29.1.1. A rövidhullámok terjedési sajátosságai . . . . .	377
29.1.2. A középhullámok terjedési sajátosságai . . . . .	377
29.1.3. A hosszúhullámok terjedési sajátosságai . . . . .	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 húselemes 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. Reflektorral 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 vevő- antennáihoz . . . . .	401
<b>30. A zavaró sugárzások elfojtása . . . . .</b>	<b>403</b>
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
<b>31. Antennamérő készülékek . . . . .</b>	<b>417</b>
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 reflektomérők . . . . .	422
31.2.1. Az iránycsatoló jellemző adatai . . . . .	423
31.2.2. Reflektomérő-kapcsolások és gyakorlati megvalósításuk . . . . .	424
31.2.2.1. A Mickey match . . . . .	425
31.2.2.2. Merev vezetőkből kialakított reflektomérők . . . . .	427
31.2.2.3. A reflektomérők beállítása és hitelesítése . . . . .	430
31.2.3. A reflektomérők 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 antennaszakóp . . . . .	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
<b>32. Antennamérések az amatőr-gyakorlatban . . . . .</b>	<b>451</b>
32.1. Az állóhullámok mérése reflektomérővel . . . . .	451
32.2. Nagyfrekvenciás hídkapcsolások az antennák mérési gyakorlatában . . . . .	452
32.2.1. A rezonanciahossz és a rövidülési tényező meghatározása tetszés szerinti nagy- frekvenciás 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
<b>33. Törvényes rendelkezések és ajánlások az antennák felszereléséről . . . . .</b>	<b>458</b>
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
<b>34. Új antennakonstrukciók . . . . .</b>	<b>467</b>
34.1. Kis helyen elférő és nagy teljesítőképességű antennák 80 és 40 méterre . . . . .	467
34.1.1. Térbelileg rövidített többsávós dipólusok . . . . .	468
34.1.2. A javított, kábeles táplálású négysávós Windom-antenna . . . . .	468
34.1.3. Egy többsávós delta-loop kombináció . . . . .	471
34.2. A hársávós 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
<b>35. CB-antennák . . . . .</b>	<b>486</b>
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
<b>36. Függelék . . . . .</b>	<b>497</b>
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 $1\lambda$ -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 dielektrikumú 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 Minisz-  
 ter 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 túlzásfolt 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, amelyre a vízbe dobott kő hullámmozgásra készítet. 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 tovább. A keletkezett hullámokra jellemző:

A  $\lambda$  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.

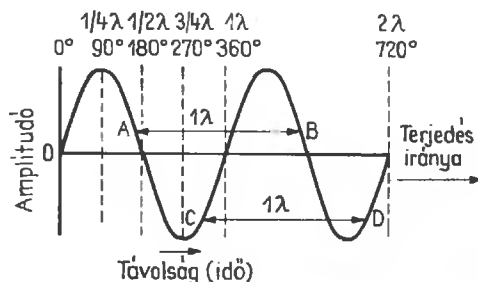
E három jellemző viszonya egymáshoz:

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

Az elektromágneses hullámok, illetve rezgések  $\lambda$  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) szinuszos alakú függvénye. A berajzolt  $AB$ , illetve  $CD$  távolságokból kitűnik, hogy a hullámhossz nemcsak a 0 vonal mentén, hanem — mint már említettük — két, tetszőleges szerinti, egymással szomszédos, azonos fázisban levő pont között is mérhető.

A fázishelyzet szögfokokban is megadható, amikor is egy teljes rezgés (egy hullámhossz) mindig  $360^\circ$ . Ily módon a fázis-összehasonlítás és a fáziseltolás mértéke egyszerűen jellemezhető.



1.1. ábra. A szinuszos 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 térben 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

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

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

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

akkor  $\lambda$  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  $\lambda$  m-ben adott.

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

## 1.1. Az elektromágneses erőter

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

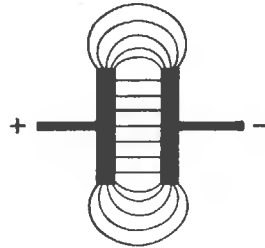
Az olyan erőteret, amelyben az erő nagysága és iránya mindenütt egyforma, *homogén erőternek* nevezzük. Ha viszont az erő iránya és nagysága változó, akkor *inhomogén erőterről* beszélünk.

### 1.1.1. Az elektromos erőter

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

Az 1.2. ábrán egy kondenzátor elektródái láthatók, amelyeken ellentétes előjelű töltések vannak.

Az elektródák között kialakult elektrosztatikus erőter irányát és nagyságát elektromos erővonalak jellemzik. Az elektromos erőter nagyságát az elektródák közötti feszültségkülönbség és távolság határozza meg, mégpedig egyenes arányban a feszültségkülönbséggel és fordított arányban a távolsággal. A homogén elektromos erőter feszültségét hosszegységre vonatkoztatjuk és *elektromos térerőnek* nevezzük. Ennek megfelelően az elektromos térerő egyenlő a feszültségesséssel az erővonalak mentén hosszegységenként. A térerőt volt/méterben (V/m) vagy abból levezetett kisebb egységekben (mV/m,  $\mu$ V/m) szokás megadni.



1.2. ábra. A kondenzátor elektromos erőtere

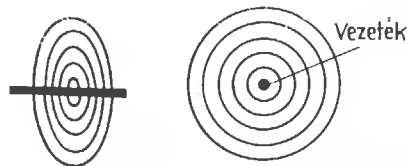
**Példa:** Két kondenzátorlemez egymástól 0,2 m távolságban van. Az elektródákon levő feszültség 10 V. Az ebből számítható elektromos térerő:

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

Ha a kondenzátorlemezre 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 erőter

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



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

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

Ha a vezetõn váltakozóáram folyik, a mágneses erőter nagysága és iránya a váltakozóáram ütemében változik.

### 1.1.3. Összefüggés az elektromos és mágneses erőter között

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

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

### 1.1.4. Váltakozó elektromágneses erőter

A váltakozóáram által létrehozott *elektromágneses erőter* viselkedésével magyarázható az *elektromágneses hullámok* távhatása (sugárzása). Minden tér energiát tartalmaz, amelyet az õt gerjesztõ generátorból vesz át. A generátor bekapcsolását követõ bizonyos idõ elteltével a vezetõbõl annak környezetébe energia lép ki: az *elektromágneses tér* kialakul (azért „bizonyos idõ” után, mivel az *elektromos energia* sem végtelenül nagy sebességgel, hanem „csak” fénysebességgel terjed). Ha a generátort ismét kikapcsoljuk, az *elektromágneses erőter* összeomlik, a tér energiája visszatér a vezetõbe. Minthogy ez a visszatérés is egy bizonyos idõt vesz igénybe, ezért a vezetõtõl legtávolabb levõ térrészben jelenlevõ energia tér vissza a legkésõbb.

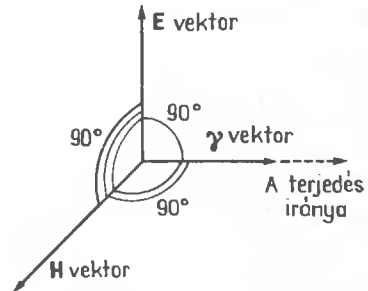
Az összeomló mágneses erőter a vezetõben feszültséget indukál, amelynek hatására ismét *elektromos erőter* alakul ki. Ez a feszültség, amely pl. *elektromos áramkör* megszakításakor alakul ki, a mindennapi életben gyakran lép fel. Ennek hatására alakul ki pl. a gépkocsik gyújtótekercseiben a megszakítók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

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

Ha a vezetõben váltakozóáram folyik, a be- és kikapcsolási jelenségek a frekvenciától függõen, folyamatosan lépnek fel. Bizonyos körülmények között, amelyekre késõbb még részletesebben kitérünk, a következõ helyzet áll elõ: a váltakozóáram növekedésével — a futási idõ függvényében némi eltolódással — *elektromágneses tér* alakul ki. Ha a szinuszos lefutási áram most csökkenni kezd, a tér energiája visszatér a vezetõbe. De mivel a futási idõ függvényében a tér energiájának egy része késõbb érkezik a vezetõhöz, ott már merõben megváltozott árameloszlási viszonyokkal találkozik. Ez az új árameloszlás újabb erőteret alakít ki, amely a visszajutó térnek egy régibb részét a vezetõbõl kiszorítja. Az ilyenformán kiszorított *elektromos erővonalak* zárt hurkokat képeznek, amelyeket *mágneses erővonalak* vesznek körül. Minthogy ez a jelenség a váltakozóáram frekvenciájának megfelelõen folyamatosan ismétlõdik, olyan *elektromágneses hullámok* alakjában terjed, amelynek frekvenciája és hullámhossza az õt gerjesztõ váltakozóáramnak pontosan megfelel. A hullám a térben a fény sebességével távolodik a vezetõtõl.

Az *elektromágneses hullám* kialakulásának feltétele tehát, hogy a generátor mindig egy pontosan meghatározott idõpontban ellentétes irányú árameloszlást szolgáltatson, amely az összeomló erőter visszajutását megakadályozza és arra kényszeríti, hogy a vezetõtõl eltávolodjon.

Az *elektromágneses hullám* terjedési iránya az *elektromágneses erőterre* merõleges. Az összefüggések vektoriális ábrázolása az 1.4. ábrán látható.

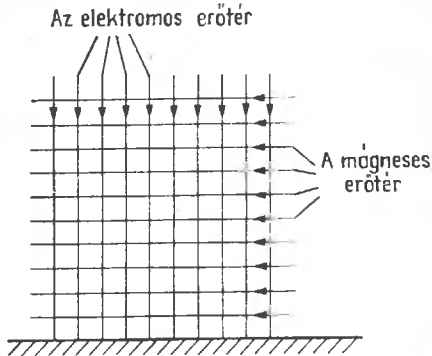


1.4. ábra. Térerővektorok és a terjedési irány viszonya szabad térben

Az ábrán az *E* vektor az *elektromos erőter*, *H* vektor pedig a *mágneses erőter* jelöli. A *gamma* Poynting-féle vektor az *energiaátvitelt* határozza meg a terjedés irányában; merõleges az *E* és *H* vektorokra, és azt az *energiamennyiséget* adja meg, amely a haladás irányára merõlegesen álló  $1 \text{ m}^2$  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 ívelttség 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  $180^\circ$ -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 erőter nagysága, vagyis a *térerősség*, azzal a feszültséggel határozható meg, amely a hullámhomlok síkjában az elektromos erőter mentén egy hosszegységen mérhető. Mint-hogy ilyenkor a feszültséget távolságra vonatkoz-

tatjuk, az *E* térerősséget volt/méterben (V/m), illetve mV/m vagy  $\mu\text{V/m}$ -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  $E = 1000 \mu\text{V/m}$  térerőt hoz létre, akkor 10 km távolságban a térerősség már csak  $100 \mu\text{V/m}$ , 100 km távolságban  $10 \mu\text{V/m}$  és 1000 km távolságban  $1 \mu\text{V/m}$ . 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 hullám polarizációját az *elektromos* komponensének iránya határozza meg. Két fő polarizációs módot különböztetünk meg: a *lineáris* és az *elliptikus* vagy *kör alakú* polarizációt.

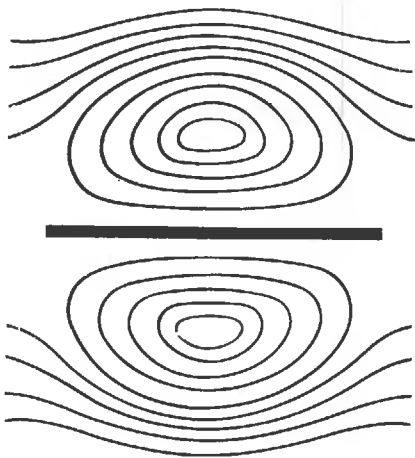
Az elliptikus polarizáció esetében az elektromos komponens iránya körmozgást végez. A körforgás irányától függően beszélünk *jobbra* vagy *balra forgó kör-polarizációról*. A rövidhullámú tartományban az elliptikus, vagyis a kör alakú polarizációnak alig van jelentősége. Az igen nagy frekvenciák tartományában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

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 földfelszínrel 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.  $45^\circ$ -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 rés-antennánál 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, általá-

ban *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 reflexiókoefficiens) 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 irányváltás 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 megelfogadható 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.

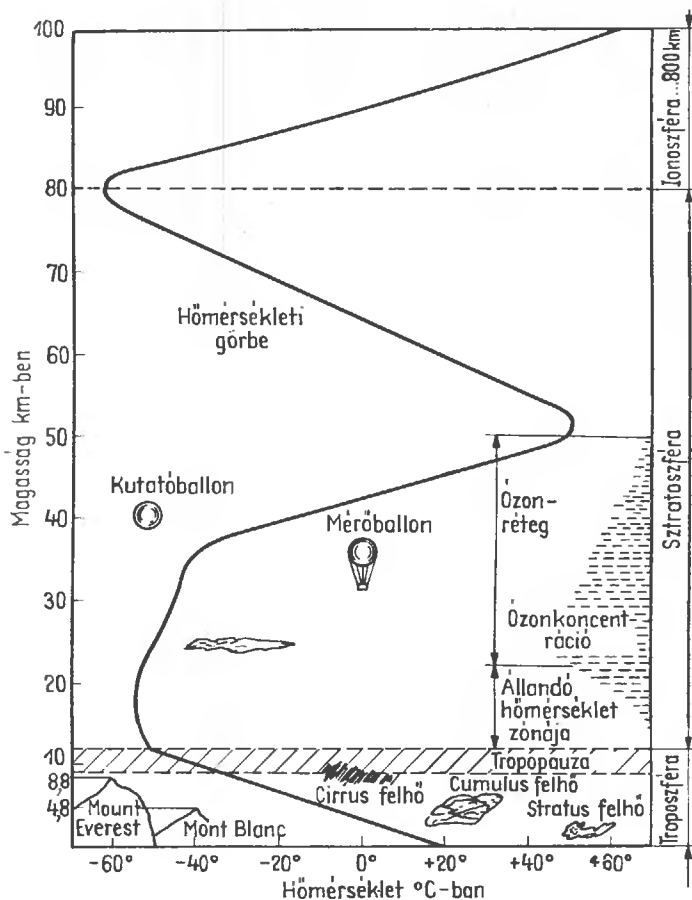
#### 2.1.2. A sztratoszféra

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 korpuzkuláris 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 kitzsítsanak, 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 bizo-

nyos frekvenciatartományát képes visszaverni (reflektálni).

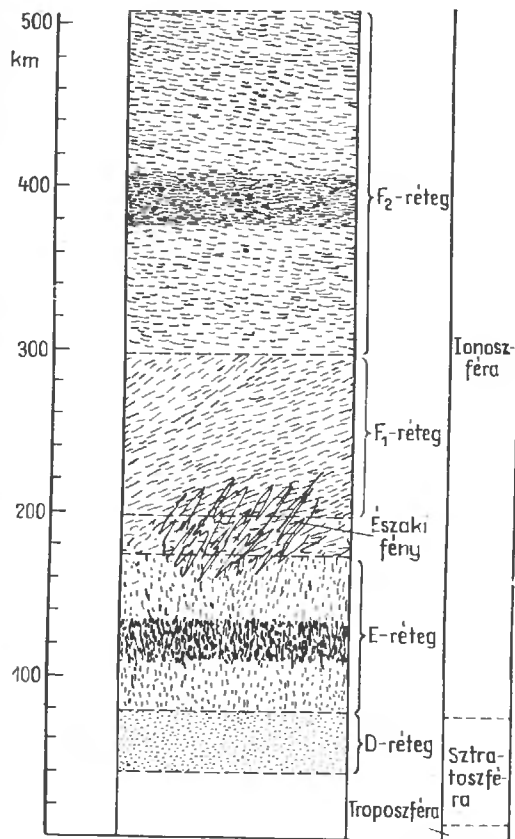
*Kennelly* és *Heaviside* már 1900-ban feltételeztek nagy magasságban egy ilyen elektromosan vezető réteget. *Appleton* és *Barnett* 1924-ben kísérleti úton kimutatták a Föld légkörének reflektáló tulajdonságát, s ezzel bizonyították *Kennelly* és *Heaviside* elméletét. Később a radar-elven alapuló mérésekkel sikerült kimutatni, hogy az atmoszférában nemcsak egy ilyen reflektáló tulajdonságú réteg található (*Kennelly—Heaviside-réteg*), hanem egy egész rétegszisztéma. Az ionoszférával kapcsolatos ismereteinket újabb 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 vizsgálati alapján tulajdonképpen nem is beszélhetünk rétegekről, mivel a különböző elektronsűrűségű tartományok közötti átmenetek egymásba folynak. A réteges szerkezet elmélete azonban az elmúlt évtizedekben szilárd fogalomná vált, ezért használata továbbra is indokolt.

A 2.2. ábrán a Föld légkörének ismertett 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

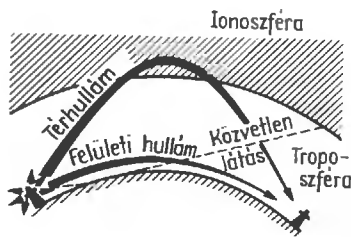
## 2.2. Felületi és térhullámok

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.

### 2.2.1. 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



2.3. ábra. Az elektromágneses hullámok térbeli és felületi terjedése

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.

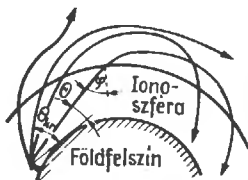
### 2.2.2. A térhullámok terjedése

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:

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

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  $90^\circ$ -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;  $\Theta$  a kisugárzási szög;  $\varphi$  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  $\varphi$  belépési szög függvényében meghatározható a felső üzemi határfrekvencia, a MUF (angolból: Maximal Usable Frequency). A MUF és kritikus frekvencia közötti összefüggés:

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

ahol  $\Theta$  a kisugárzási szög és  $\varphi$  a belépési szög az ionoszférába (lásd a 2.4. ábrát).

A reflexió sohasem 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 — egy-szeres 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 tovább.

### 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-egyenlítőitől északra és délre, mintegy  $20^{\circ}$ – $20^{\circ}$  szélességnyi tartományban lépnek fel, míg gyakoriságukban átlagosan 11,1 éves periodicitás figyelhető meg. 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 napfoltok elsősorban a napfoltok szomszédságában keletkeznek; fokozott fényességű és hőmérsékletű hosszúkás alakú fényjelenségek.

Az eruptív protuberanciák lényegében izzó gáz-tömegek, 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  $0,45\text{ T}$  ( $4500\text{ G}$ )-t is elérhet. (A Föld mágneses tere  $0,5 \cdot 10^{-4}\text{ T}$ ;  $1\text{ gauss} = 10^{-4}\text{ tesla}$ .) 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-réteg*beni 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<sub>2</sub>-réteg* alakul ki, míg alatta az *F<sub>1</sub>-réteg* helyezkedik el. Az *F<sub>1</sub>-réteg* a hullámterjedés szempontjából kedvezőtlen jelenség: az *F<sub>2</sub>-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 visszavert 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 teltett sávban és nyáron a rendszerint nagy légköri zavarozint 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 éjjel 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 sávban 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 függenek 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 hullámreflexiók 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 fényterjedési törvényszerűségeit. Ezért szokás kvázi-optikai (fényhez hasonló) terjedésről beszélni, noha valójában ténylegesen kvázi-optikai terjedésről csak a deci-, centi- és a milliméter-tartományban van szó.

### 2.4.1. Az ultrarövid hullámok kvázi-optikai 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 ionoszférikus 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 térérő-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 Föld felszíne felé a levegőnek a magassággal csökkenő törésmutatójával hozható összefüggésbe. A törésmutató értékét a troposzféra vízgőztartalma (nedvessége), nyomása és hőmérséklete határozzák meg.

Az ultrarövid hullámok hatósugara közelítő számítással:

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

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.

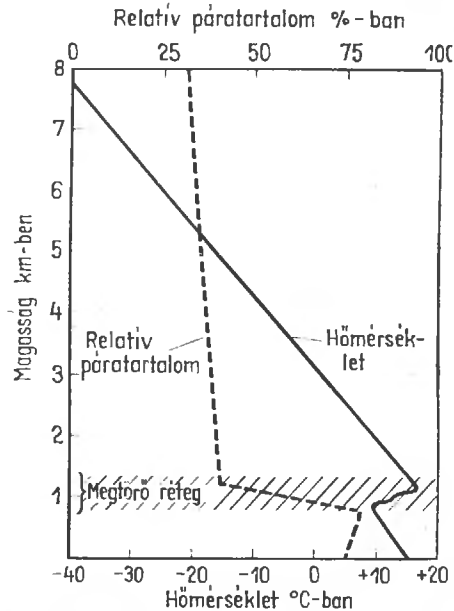
A (2.3) összefüggés a Földnek az ún. „négyharmad” sugarán alapszik, vagyis nem a tényleges 6370 km-es fűldsugárral számolunk, hanem az egyharmaddal megnövelt 8500 km-es értékkel.

### 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. Troposzférikus 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



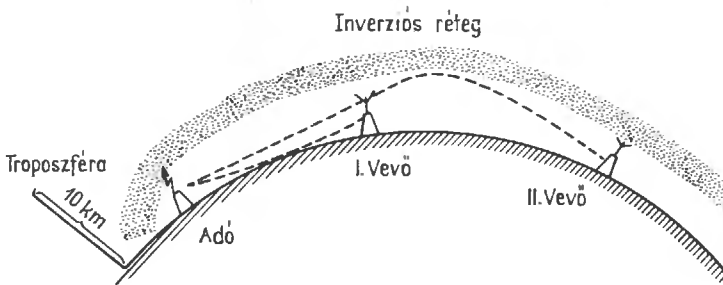
2.5. ábra. Példa a troposzféra hőmérséklet- és páratartalom-eloszlására inverziós réteg keletkezésekor

**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.

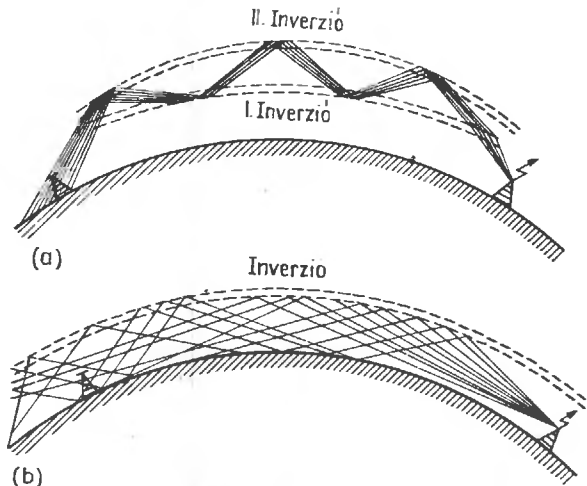
Az ultrarövid hullámok a terjedési közeg sűrűségének változásakor a fényhez hasonló viselkedést tanúsítanak: a hullámhomlok az inverziórétegbe belépve a Föld felszíne felé törik (2.6. ábra). Az inverziós réteg általában viszonylag kis magasságban helyezkedik el. A *talajmenti inverzió* közvetlenül a talaj felszíne felett alakul ki, hatására viszonylag csak kis hatósugar-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 nyilvánvalóan következik, hogy nagytávolságú összeköttetések létesítése szempontjából azok az antennatípusok kedvezőek, amelyek elsősorban a függőleges síkban nyalábolnak.

Ritkán előforduló jelenség az ún. *troposzférikus hullámvezetési árvitel* (angolul: ducting). Ez csak akkor jön létre, ha egy időben 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 hullámvezetési terjedést az jellemzi, hogy az összeköttetés — terü-



2.6. ábra. Ultrarövid hullámok terjedése a troposzférában

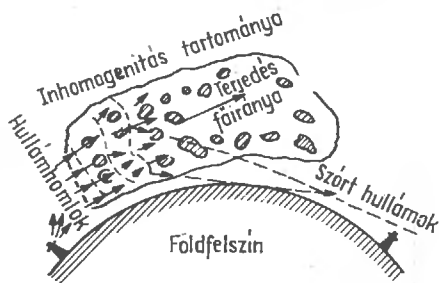


2.7. ábra. Troposzférikus hullámvezetés:  
(a) hullámvezetés két inverziós réteg között; (b) hullámvezetés talajfelszín és talajmenti inverziós réteg között

tileg igen távoli állomások között szűken behatárolt — lehetséges, míg a közelebbi állomások a holtzóna miatt nem érhetők el. Hullámvezetési terjedés azonban kialakulhat a Föld felszíne és egy nagyterjedésű 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 hullám visszaverődés lehetséges, akkor *szuper-refrakcióról* beszélünk. Ilyenkor az inverziós rétegen totál-reflexió lép fel, amely folyamaton hasonlóan 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. kiegyenlítő-dési áramlatok. A különböző hőmérsékletű légrétegek keveredése állandó turbulenciát hoz létre. Ilyenkor parazita-inhomogenitások keletkeznek, amelyeknek a környező légtömegekkel szemben eltérő hőmérsékletük, nyomásuk és relatív nedves-ségartalmuk 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 sugárzása tér minden irányban terjed, egy része jóval az optikai látóhatár mögött tér vissza a Föld felszínére. Ez a maradék erőter rendkívül kicsiny, azonban állandó értékű.

A *troposzférikus 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 inhomogen

tartomány különböző pontjairól származó szórthullámok fáziskéséssel érkeznek a vevőantennához. A szórású göcök helyzetváltozásai a troposzférában ezen kívül kisebb-nagyobb faddingjelenségeket is okozhatnak.

Stabilabb összeköttetés tartható fenn az *ionoszférikus 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.

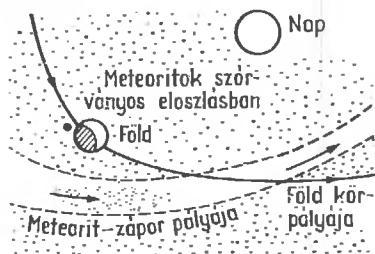
#### 2.4.2.3. Az ultrarövid hullámok visszaverődése meteor-nyomvonalakról (meteorscatter)

A Föld a Nap körüli pályáján rendkívül nagy számú, többnyire igen kicsiny porszerű meteoritallal találkozhat. A meteoritok igen nagy sebességgel (elérhetik a 72 km/s-ot is) hatolnak be az atmoszférába, miközben a sűrűdési hő folytán 100...200 km-es magasságban elgőzölögnek, elégnak. A meteoritoknak csupán egy kis része akkora, hogy elégséges 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 találhatóak. 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 kereszteszik 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. Mint ahogy az utóbbiak pályája és sebessége többnyire ismeretes, a Föld és a meteoritraj találkozásának időpontja 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, segítségével 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 így 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 részecskesugárral találkozik, mágneses tere a részecskeáramban haladó elektronokat és ionokat a mágneses pólusok irányába eltéríti. Az eltérített részecskesugár a 70. szélességi fok körül — az ún. aurora-zónában vagy északi-fény-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 északi-fény-tartományban a legalsócsónyabb.

Az intenzív részecskesugárzás által okozott szekunder ionizáció az aurora-zónában igen nagy helyi elektronsűrűségeket hozhat létre. Ezért az északi fény környezetében kifejezett ionizált góccok 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 jelátvitel erős torzítás jellemzi. Ezért összeköttetések csupán táviró-üzem módban létesíthetők.

A Napon lezajló nagyobb erupciót követően általában 26 óra múlva a részecskefelhő eléri az ionoszférát. Néha azonban az is előfordulhat, hogy a Naptól 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. ionoszférikus szél esetén. Ilyenkor az ionoszféra alsó rétegeiben igen intenzív ionizációjú inhomogenitások léphetnek fel. Minthogy ezek a sporadikus (szórt) góccok elsősorban az E-rétegben, főleg ennek alsó szakaszában keletkeznek, ezt *sporadikus E-réteget* ( $E_s$ -réteg) nevezzük. E jelenség okát nem sikerült az ideig egyértelműen tisztázni, azonban hatását jól ismerjük.

Bizonyított tény, hogy az ultrarövid hullámú tartományban főleg a 30...100 MHz közötti szakaszra 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 alapul, 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 kísérletet az Egyesült Izzó kutató-laboratóriumában végezték el. A vonatkozó leírás és fényképek a Rádióévkönyv 1947-es kötetében [Hungária kiadás] található.)

Az első holdreflexiós kétirányú amatőr összeköttetést 1960. július 21-én létesítette a W 6 HB (San Carlos, Kalifornia) és W 1 BU (Medfield, Massachusetts) 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 útvonala 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.



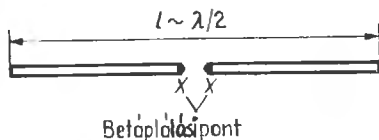
### 3.

## Az antennák működése és tulajdonságai

Az antennák az elektromágneses erőterből energiát vesznek fel (vevőantennák) vagy a nagyfrekvenciás generátorok (adó) 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 adás-üzemben 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.

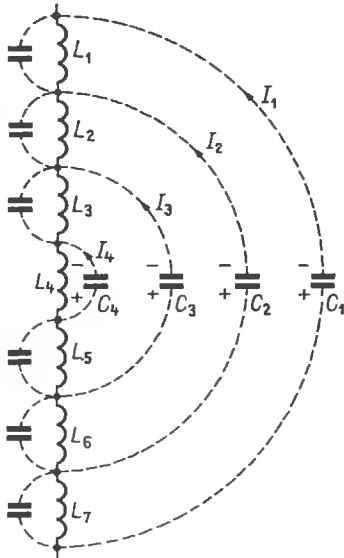
#### 3.1.1. Áram- és feszültségeloszlás a félhullámú sugárzón

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  $L_1 \dots L_7$  tekercsek és a  $C_1 \dots C_4$  kondenzátorok jelképezik a vezető öninduktivitását, illetve — kapacitását. Tételizzük fel, hogy adott pillanatban a kondenzátoroknak bizonyos töltésük van. A kondenzátorok eme töltése az induktivitásokon át kisül. Eközben áram folyik, és ennek megfelelően mágneses erőter alakul ki. A  $C_4$  kondenzátor kisülésekor az  $L_4$  induktivitáson át  $I_4$  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  $L_2 \dots L_6$  induktivitásokon át az  $I_2$  áramot hozza létre, a  $C_1$  pedig az  $I_1$  árammal az  $L_1 \dots L_7$  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  $I_1 \dots I_4$  áramokat külön-külön tüntettük fel.

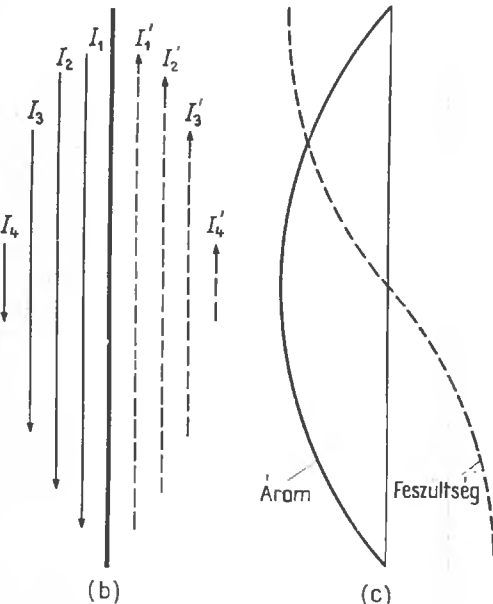
Az áram hatására az induktivitások körül mágneses erőterek alakulnak ki. Ennek következtében

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  $I_1 \dots I_4$  áramok jönnek létre.

A tényleges viszonyokat messzemenően leegyszerűsítve a vázolt működési mechanizmus alapján,



(a)



(b)

(c)

3.2. ábra. Árameloszlás a félhullámú vezetõn

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

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, az ún. *végeeffektus* miatt az áram sem tűnik el maradéktalanul. Ezért helyesebb használni a *feszültségminimum* és *áramminimum* kifejezéseket.

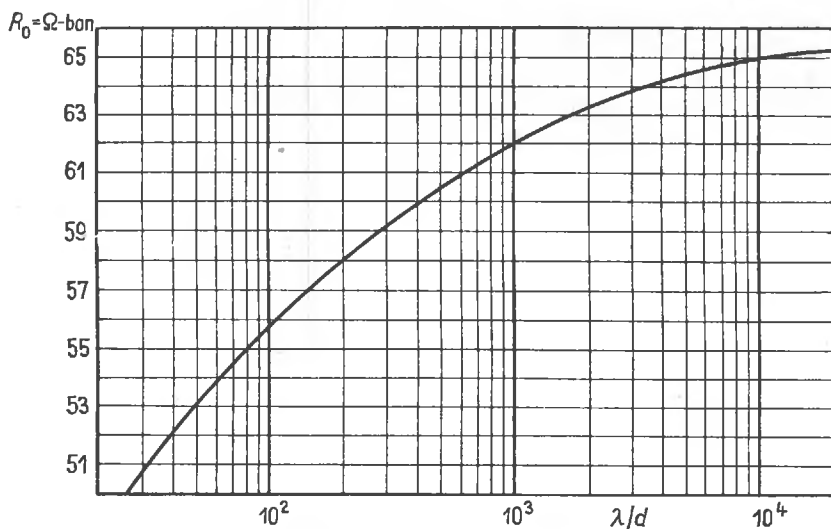
### 3.1.2. Az antenna impedanciája

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.  $60 \Omega$ ).



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

A félhullámú dipólus talpponti ellenállása az elméleti számítások szerint  $73 \Omega$ , 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  $\lambda/d$  viszonyt *karcsúsági tényezőnek* nevezik; kiszámításakor a  $\lambda$  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  $65 \Omega$  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:

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

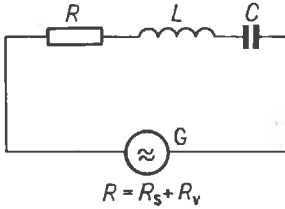
A sugárzási ellenállás és a veszteségi ellenállás aránya az antenna  $\eta$  hatásfokát adja meg:

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

### 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 Rellenállás 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

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

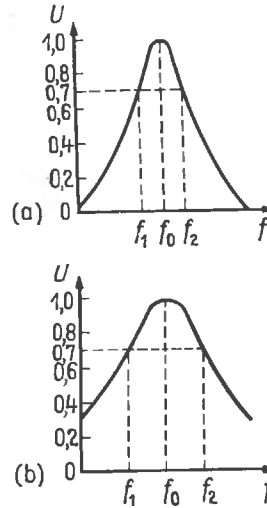
összefüggés adja meg, ahol  $\omega = 2\pi f$  a körfrekvencia;  $\omega L$  az induktív ellenállás;  $\omega C$  pedig a kapacitív ellenállás. A félhullámú dipólus rezonanciafrekvenciája hasonló megfontolással számítható, azonban az elosztott paraméterek miatt az induktivitást és kapacitást — és ezzel 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 sáv szélesség a rezonancia-jelleggöréből 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 sáv szélességet az  $f_2 - f_1$  érték adja, míg a  $b$  relatív sáv szélességet a

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

összefüggésből számíthatjuk.



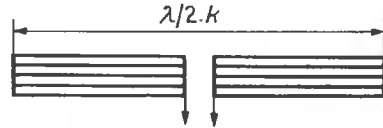
3.5. ábra. A sugárzó rezonancia-jelleggörbéjének változása az  $L/C$  viszony függvényében; sáv szélesség:

$$B = f_2 - f_1$$

(a) sáv szélesség nagy  $L/C$  viszony; (b) sáv szélesség kis  $L/C$  viszony esetén

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

Vizsgáljuk meg, hogy a sugárzó geometriai méretei hogyan hatnak az  $L/C$  viszonyra és ezzel a sáv szélességre. Vegyünk egy viszonylag vékony vezeték-ből (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 százból 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 vezeték-ből 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  $\lambda/d$  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 mechani-

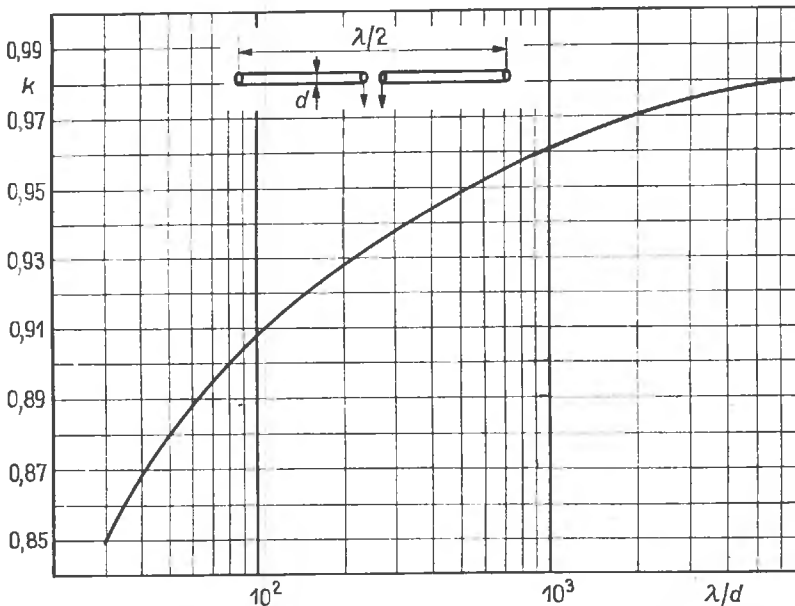
kus hosszát a számított elektromos hosszánál kisebbre méretezzük.

A  $\lambda/d$  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  $\lambda/d$  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 kerekén 208 cm-es hullámhossz felel meg. Ebből a  $\lambda/d$  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:

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

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

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

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

A (3.4.) és (3.5.) képletek együttesen 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 vezetőektől 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 hullámhossznyira térköz.

### 3.1.6. A félhullámú dipólus hatásos hossza (hatásos magasság)

Az elektromágneses erőter által valamely antenában indukált feszültség nagysága lényegében két tényezőtől függ.

— Az elektromágneses hullám térerősségétől a vevőantenna helyén.

— Az antenna hatásos hosszától, illetve magasságától.

Ha egy vezetőket, pl. félhullámú dipólust elektromágneses erőterbe 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  $L_{\text{eff}}$  hatásos hossza:

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

ahol  $L_{\text{eff}}$  és  $\lambda$  hullámhossz azonos mértékegységben helyettesítendő be. Ha  $\lambda$  hullámhossz helyébe  $f$  frekvenciát helyettesítjük, akkor

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

ahol  $f$  a rezonanciafrekvencia MHz-ben.

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

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

Ebből következik, hogy

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

és

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

ahol  $\lambda$  m-ben és  $f$  MHz-ben helyettesítendőek be.

A félhullámú dipólusban indukált feszültséget a vevőkészülékhez kell juttatni. Maximális energiaátvitel akkor érhető el, ha a dipólus talppont-ellenállása 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 összefeszültség fele jut.

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

$$U_{bcm} = E \frac{\lambda}{2\pi}, \quad (3.11)$$

ahol  $U_{bcm}$  a vevőkészülék bemenetén kapott feszültség  $\mu$ V-ban;  $E$  a térerősség a vétel helyén  $\mu$ V/m-ben és  $\lambda$  a hullámhossz m-ben.

A képletben az  $\lambda$  hullámhossz  $f$  frekvenciával helyettesíthető és ekkor:

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

( $f$  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 „gömb sugárzó” elnevezés már utal az irányhatás tökéletesen szimmetrikus, gömb jellegére. A jelenség a fénytárból vett hasonlattal szemléletessé tehető: képzeljünk el egy üveggömböt, amelynek középpontjában pontszerű fényforrás van. Ez a fényforrás a teljes gömbfelszínre egyenletesen világítja meg (belülről), vagyis a felület bármely pontján azonos fényintenzitás (sugárzási sűrűség) mérhető.

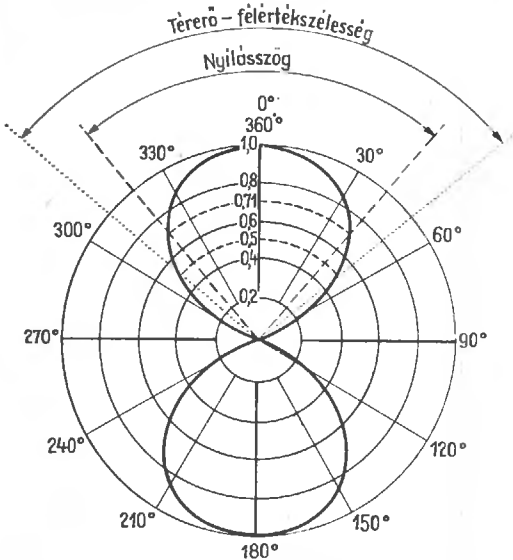
A valóságban ilyen ideális gömb sugárzó nem készíthető, ezért csak elméletben létezik, és tulajdonképpen összehasonlítási alapul szolgál csupán. Ez ugyanakkor azt is jelenti, hogy semmiféle gyakorlatilag kivitelezett antenna nem képes a tér minden irányában egyenletes térerősséget létrehozni. Más szóval: 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. parabolatükrökkel) 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 „megvilágításra” vonatkoztatott sugárzás-intenzitás növekedése a *nyereség*, a sugárzási jelleggörbe egyenes függvénye. Akár a sugárzási jelleggörbe, a nyereség is az adott irányban elért sugárzás-koncentráció 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 hatá-

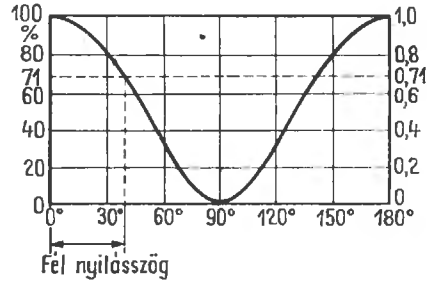


3.8. ábra. Vízszintes félhullámú dipólus normált vízszintes síkbeli sugárzási jelleggörbéje ( $E$  sík, vízszintes nyílásszög  $80^\circ$ )

rozzák 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.

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  $180^\circ$ -os tartományt szokás feltüntetni, amikor is a sugárzás maximumát a 0 fokhoz rendelik. A szögfokokat 0 és  $180^\circ$  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 fokként 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  $180^\circ$ -os szögtartomány látható)

Aszimmetrikus nyalábbal vagy nyalábokkal rendelkező antennáknál a vízszintes rendezőt  $360^\circ$ -ig hosszabbítjuk meg, és az irányjelleggörbét a teljes kör mentén ábrázoljuk. Vízszintesen polarizált antennák függőleges sugárzási jelleggörbéinek ábrázolásához elegendő a  $0 \dots 90^\circ$  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 megkeresünk azokat a pontokat, ahol a térerősség a maximális érték 0,71-szorosára csökken. Ez a 0,71-szoros ( $1/\sqrt{2}$ ) feszültségese 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-felértékszélességnek* is nevezni, minthogy a sugárintenzitás (teljesítmény) a maximum két oldalán itt csökkenne felére (0,71-szoros feszültség = 0,5-szeres teljesítmény!). A derékszögű koordináta-rendszerben a nyílásszög fele közvetlenül leolvasható (3.9. ábra).

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



vízszintes és függőleges nyílásszöget külön-külön adják meg.

Néha találkozhatunk a *térerősség-féltértékszeltség* 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-féltértékszeltséget pontozott vonallal jelöltük be.

Az *előre—hátra viszony* és a *hátra-sugárzási csillapítás* a  $0^\circ$ -hoz tartozó maximális térerősség és a  $180^\circ$ -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  $0^\circ$  és  $90^\circ$ , illetve a  $0^\circ$  és  $270^\circ$ -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.

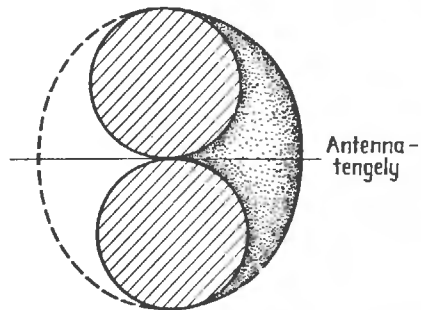
A sugárzási jelleggörbék a *főnyaláb* mellett sokszor kifejezett vagy kevésbé kifejezett *melléknyalábokat* vagy csúcsokat tartalmaznak. Ezek általában nem kívánatosak, mivel az antenna irányító hatásának egyértelműségét kedvezőtlenül befolyásolják. A fő sugárzási irányban és a melléknyalábban mérhető térerősségek arányát *melléknyaláb-csillapításnak* nevezzük; értékének megadása akkor a melléknyaláb és a fő sugárzási irány ( $0^\circ$ ) 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

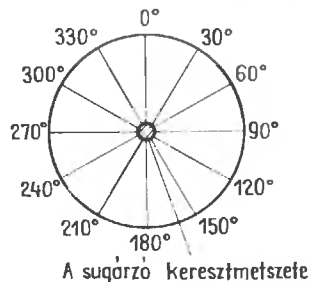
A félhullámú dipólus térbeli sugárzási jelleggörbéje egy gyűrűszerű forgási test, amelynek tengelye maga az antenna (3.10. ábra). Az ábrázolt esetben az antenna tengelye vízszintes, ezért a dipólus vízszintesen polarizált. A jelleggörbe érzékeltetése céljából a 3.10. ábrabeli körgyűrűt a sugárzó sík-

jában függőlegesen elmetstettük: a vonalkázott metszési felület a 3.8. ábrából már ismert vízszintes jelleggörbe. Jól látható, hogy a félhullámú dipólus fő sugárzási iránya zavartalan erőterben mindig merőleges az antennára. Ez a megállapítás akkor is helytálló, ha a sugárzási jelleggörbét más síkban vizsgáljuk: ha pl. a körgyűrűt az antenna keresztmetszétére merőleges irányból tekintjük,



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

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  $360^\circ$ )

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 erőterrel* párhuzamos. Mivel a lineárisan polarizált antennánál az antenna hossz tengelye az  $E$  elektromos erőter irányában

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 erőter síkjára vonatkozik.

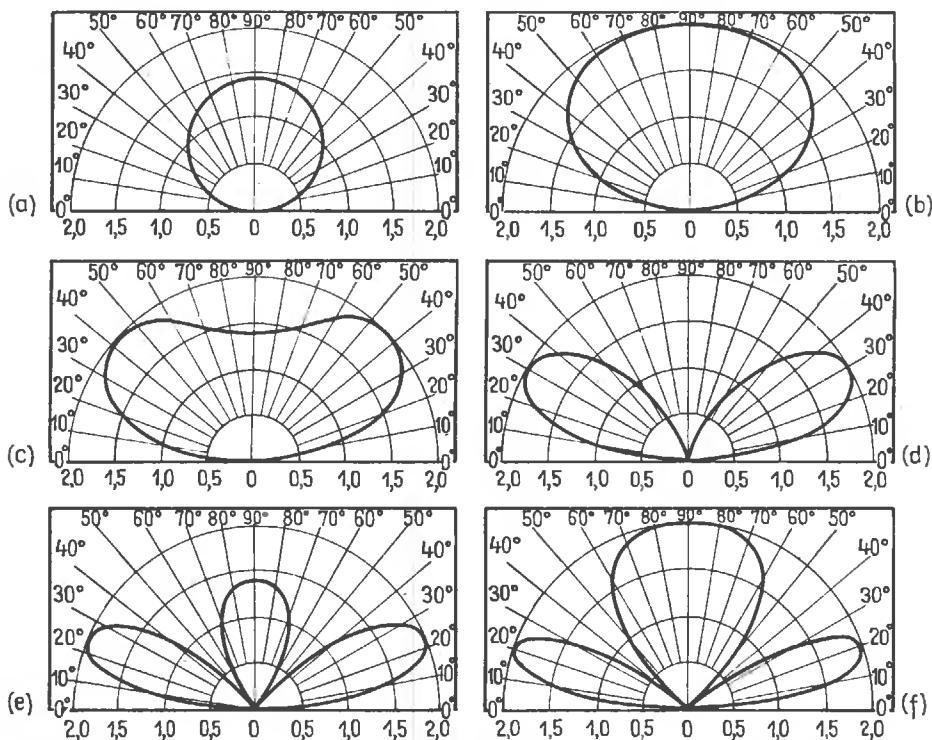
### 3.2.2.1. A környezet hatása a vízszintes antennák jellegébére

Eddigi fejtegetéseink során hallgatólagosan felteleztük, 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 akar-

nánk 5 hullámhossznyira 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 szög-től, továbbá a talaj elektromos tulajdonságaitól (vezetőképességétől) függ. A gyakorlat szempontjából a legjelentősebb a talajfelszín hatása a vízszintes sugárzó jellegébére. A vízszintesen polarizált félhullámú dipólus függőleges jelleggörbét 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  $7/8\lambda$ .

kenésekor, a  $90^\circ$ -tól  $270^\circ$ -ig kisugárzott energia mind nagyobb hányada éri a talajfelszín 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 közben lévő különbség-értékeket hozhatnak létre.

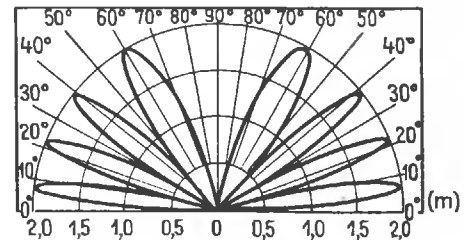
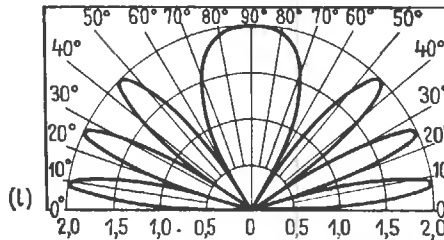
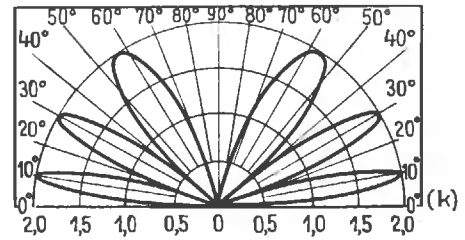
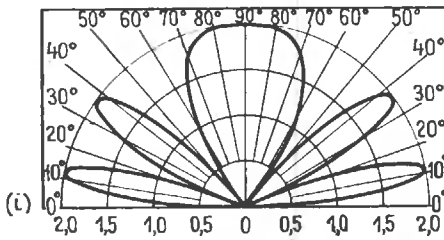
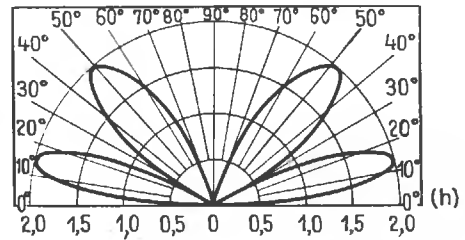
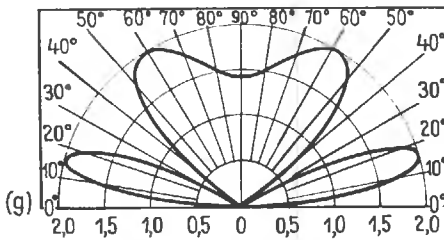
A 3.12. ábraszorozat azt szemlélteti, hogy az ideális talaj feletti üzemi hullámhosszra vonatkoztatott telepítési magasság hogyan befolyásolja a vízszintes félhullámú dipólus függőleges sugárzási jellegzőgörbéjét. A polár-koordinátára felvitt multiplifikációs faktor mindig akkor éri el az elméletileg

elérhető maximális 2-es értéket, amikor a közvetlen és a visszavert hullám azonos fázisban és azonos irányban van.

A talajreflexió következtében a függőleges jellegzőgörbében 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  $\frac{1}{2} \lambda$  magasságban telepített félhullámú dipólus sugárzási szöge  $30^\circ$  (multiplikációs faktor 2,0); a  $10^\circ$ -hoz és az  $55^\circ$ -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  $\frac{1}{8} \lambda$ ;  
(h) talajfelszín feletti magasság  $1 \lambda$ ;  
(i) talajfelszín feletti magasság  $1 \frac{1}{4} \lambda$ ;

(k) talajfelszín feletti magasság  $1 \frac{3}{4} \lambda$ ;  
(l) talajfelszín feletti magasság  $2 \lambda$ ;  
(m) talajfelszín feletti magasság  $2 \lambda$ .

az ionizált réteget ahhoz, hogy még visszaverődjön. Az optimális sugárzási szög az egyes amatőr-sávokban 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°.

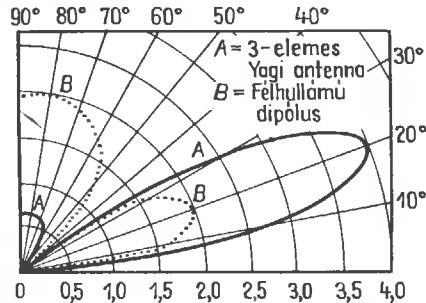
Ebből következik, hogy a 40°-nál nagyobb, illetve 5°-nál kisebb szögben kisugárzott energia távolsági összeköttetésekhez nem használható. Az 5°-nál kisebb szögben, vagyis a talajszinttel gyakorlatilag érintőlegesen lesugárzott energia legnagyobb része abszorbeálódik. A fent feltüntetett sugárzási szögintervallum (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 amatőr-sávban 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 légevezetésekre, 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 fém oszlopok stb.

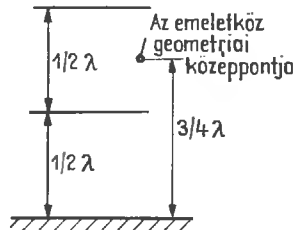
Fontos körülmény az, hogy a talaj feletti azonos relatív magasságban telepített valamennyi vízszintesen polarizált antenna függőleges sugárzási szöge megegyezik a félhullámú dipolusával. Ez azt jelenti, hogy pl. egy az ideális talajszint felett  $\frac{3}{4}\lambda$  magasságban telepített háromelemes Yagi-antenna sugárzási szöge, a félhullámú dipólushoz hasonlóan, 20° és 60° között van. A különbség csupán a sugárzási nyaláb relatív intenzitásában, a multiplikatív 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 szögterületben 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  $\frac{3}{4}\lambda$  talajfelszín feletti magasságesetén

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



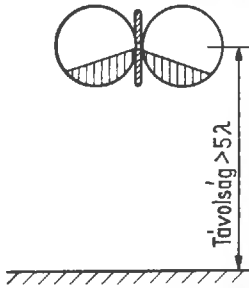
3.14. ábra. Ideális talajfelszín feletti hatásos telepítési magasság meghatározása kétemeletes, vízszintesen antennarendszernél

**Példa.** A 3.14. ábrán vázolt kétemeletes, vízszintesen antennarendszer alsó síkja  $\lambda/2$  magasságban van a talajszint felett. Az emeletek közötti térköz ugyancsak  $\lambda/2$ ; ebből a hatásos telepítési magasság  $\frac{3}{4}\lambda$ .

### 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  $0^\circ$ . Ez azt jelenthetné, hogy a főnyaláb

láb nagyon laposan, szinte érintőlegesen halad a talajszint felett. Ez az ionoszféra-hullámterjedés szempontjából rendkívül előnyös lapos sugárzás sajnos csak korlátozottan érvényesül, minthogy az  $5^\circ$ -nál kisebb szögtartományban kilépő energia legnagyobb része a talajszint-abszorpció következtében elvész. Az ábrán szaggatott vonallal jelöltük ezt a talajmenti veszteséget.

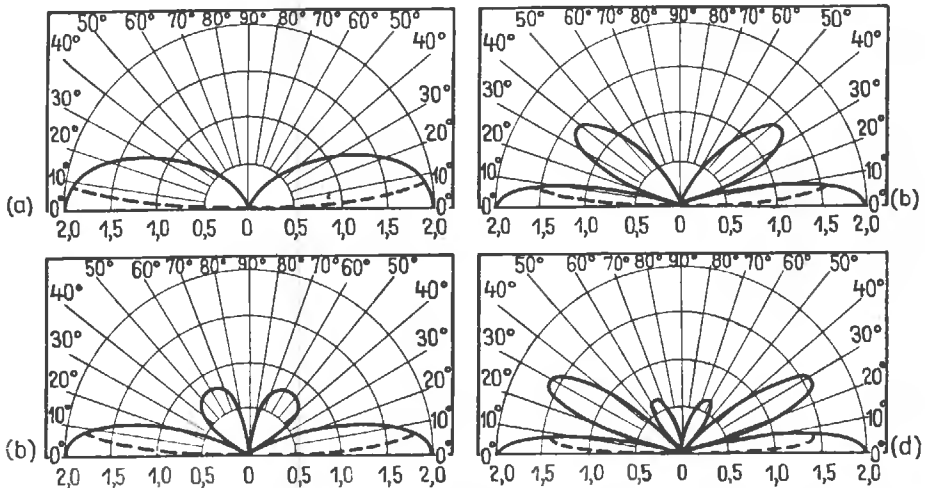
### 3.2.3. Az antennanyereség

Az antennanyereség egy összehasonlítási érték, viszonyszám a vizsgált és vonatkozási antenna között, feltételezve, hogy mindkét antenna ugyanazon elektromágneses erőterben 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 antennanyereség 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  $\frac{1}{4}\lambda$ ; (b) telepítési magasság  $\frac{3}{4}\lambda$ ; (c) telepítési magasság  $1\frac{1}{4}\lambda$ ; (d) telepítési magasság  $1\lambda$

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:

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

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

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

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:

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

a logaritmikus viszonzszám pedig:

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

A decibelben való számolás előnye, hogy a decibel-értékek egyszerűen összegezhethők, 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:

$$\begin{aligned} 1 \text{ neper} &= 8,686 \text{ decibel;} \\ 1 \text{ decibel} &= 0,116 \text{ neper.} \end{aligned}$$

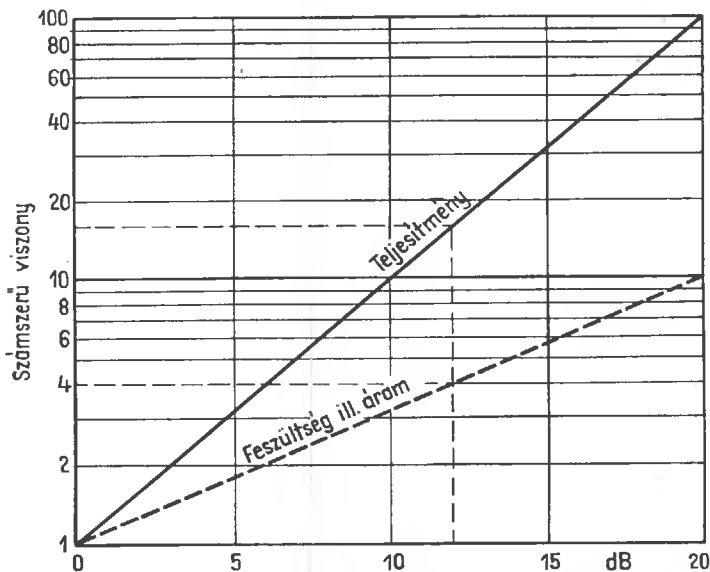
A 3.17. ábra alapján meghatározható a decibelben kifejezett nyereség a feszültség, áram vagy teljesítményviszony ismeretében.

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

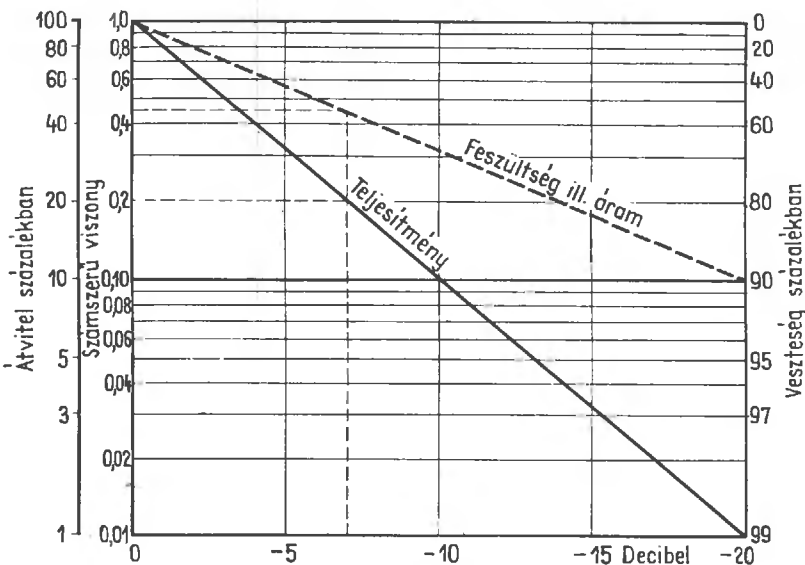
$$G = 20 \lg \frac{200}{50} = \text{dB}.$$

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 kábelben csatlakoztatjuk a készülékhez. Az adatlap szerint a kábelvesztés 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 ismertett 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 fo-

gyasztóhoz (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 gömb sugárzóra 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 gömb sugárzó 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 gömb sugárzóra vo-

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

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

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 meg-egyezőszerűen 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  $\alpha_E$   $E$  síkbeli, illetve  $\alpha_H$   $H$  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 vonatkozott 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 vonatkozott) teljesítménynyeresége:

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

ahol  $\alpha_E$  az  $E$  síkbeli nyílásszög és  $\alpha_H$  a  $H$  síkbeli nyílásszög.

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

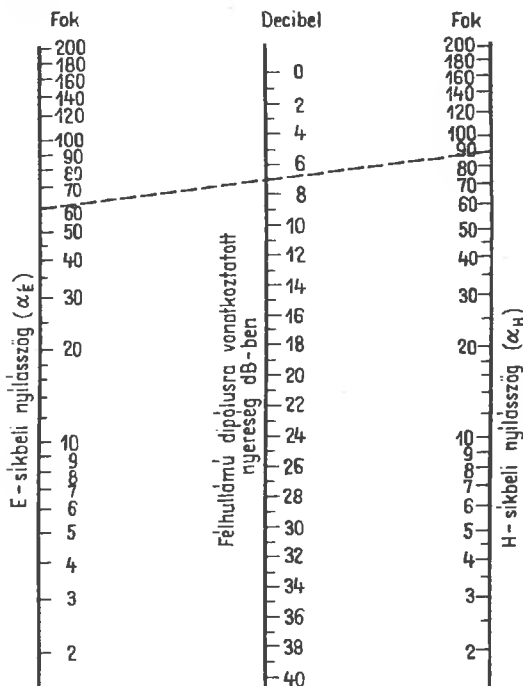
$$G_{\lambda/2} = \frac{27\,000}{\alpha_E \cdot \alpha_H} \quad (3.19)$$

vagy decibelben

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

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:  $\alpha_E = 60^\circ$  és  $\alpha_H = 90^\circ$ , 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 jellegetől függően kisebb vagy nagyobb lehet annál.



A hatásos és geometriai felület viszonyát az anten-  
na *felülethasznosítási tényezőjének* nevezik.

Az antenna  $A$  hatásos felülete és  $G$  nyeresége az  
alábbi képlet segítségével hozható egymással ösz-  
szefüggésbe:

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

továbbá

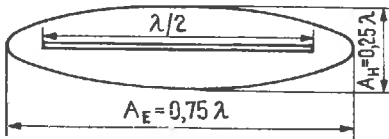
$$G_k = \frac{4\pi A}{\lambda^2}, \quad (3.22)$$

ahol  $G_k$  az izotróp gömbsugárzóra vonatkoztatott  
nyereség.

Egy félhullámú dipólus  $\lambda^2$  egységeiben kifeje-  
zett hatásos felülete:

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

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 he-  
lyettesítendő. A félhullámú dipólus hatásos felü-  
lete 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

Mínt hogy a nyereséget a gyakorlatban a félhul-  
lámú dipólusra szokták vonatkoztatni, egyszerűbb  
a hatásos felületet a nyereségek viszonya alapján  
számítani. Mint láttuk, a félhullámú dipólus hatá-  
sos felülete hozzávetőleg  $0,13\lambda^2$ . Ezért a gyakorlat  
szempontjából kielégítő biztonsággal határozhat-  
juk meg valamely antenna hatásos felületét, ha a  
félhullámú dipólusra vonatkoztatott nyereségét  
 $0,13$ -dal szorozzuk:

$$A = 0,13 \cdot G. \quad (3.24)$$

Az  $A$  felületet  $\lambda^2$  egységekben kapjuk meg.

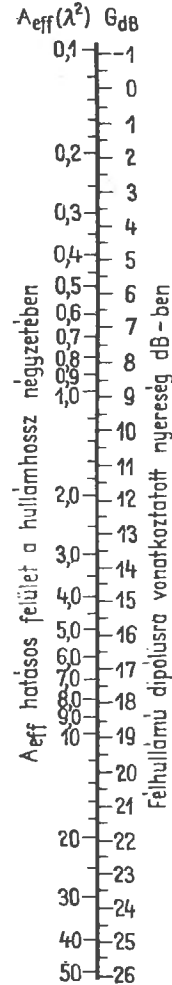
**Példa.** Egy antenna nyeresége 7 dB, vagyis a telje-  
sítményviszonyok kerekén 5. A nyereség a félhullámú  
dipólusra vonatkozik. Így a hatásos felület:

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

A 3.21. ábrán látható nomogram segítségével is-  
mert — félhullámú dipólusra vonatkoztatott —

$G$  dB nyereségből a hatásos felület egyszerűen és  
gyorsan határozható meg.

A hatásos felület ismerete az irányhatású anten-  
nák 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 távolsá-  
gok úgy választandók meg, hogy a hatásos felüle-  
tek éppen érintsék egymást (3.22. ábra). Így pl.  
két, egymás fölé helyezett vízszintes Yagi-antenna  
közötti függőleges távolságnak legalább akkorá-  
nak kell lennie, mint a  $H$  síkbeli hatásos felület  
magasságának.

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

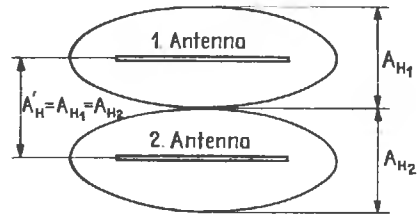
$$A_H = 2 \sqrt{\frac{A \cdot \alpha_H}{\pi \cdot \alpha_E}} \quad (3.25)$$

és

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

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

A 3.19. ábra alapján  $\alpha_E = 58^\circ$  és  $\alpha_H = 83^\circ$ -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  $1,2\lambda$ .

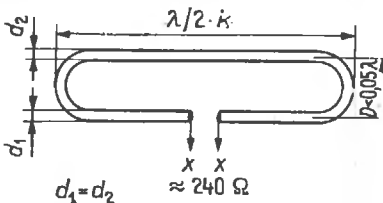
## 4.

### Dipólus-antennák

A dipólus-antennák jellemző tulajdonságai, így elsősorban a talpponti ellenállás és a sáv szélesség, 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 talppon-

ti ellenállása, továbbá valamivel nagyobb relatív sáv szélessége 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:

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

Míg a félhullámú dipólus a  $P_s$  megoldása:

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

a hurok-dipólus esetében:

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

Mint hogy 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

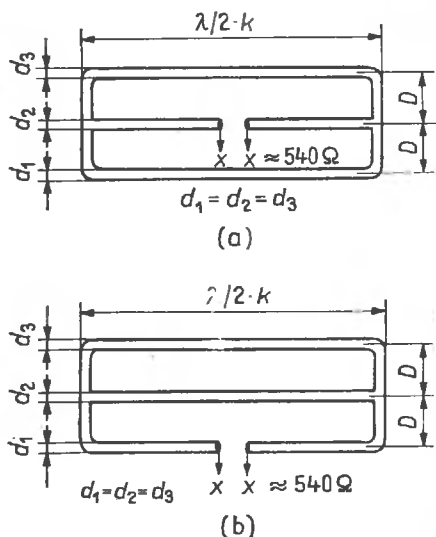
$$R_s \cdot I^2 = R_s'' \cdot \frac{I^2}{4}$$

és így

$$R_s'' = 4R_s.$$

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

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 vezetõn egyenlõen oszlik meg: vagyis mindegyik dipóluságban a teljes antennaáramnak csak egyharmad része folyik. A kettős hurok-dipólus  $R_s''$  sugárzási ellenállása ezért

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

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

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 ágba 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 antenasor 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

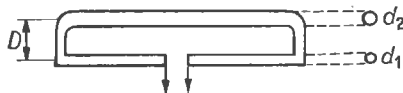
$$R_s^* = k \cdot R_s,$$

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 vezetõből készítjük (4.3. ábra). Ha a megszakít-



4.3. ábra. Hurok-dipólus különböző átmérőjű elemekkel

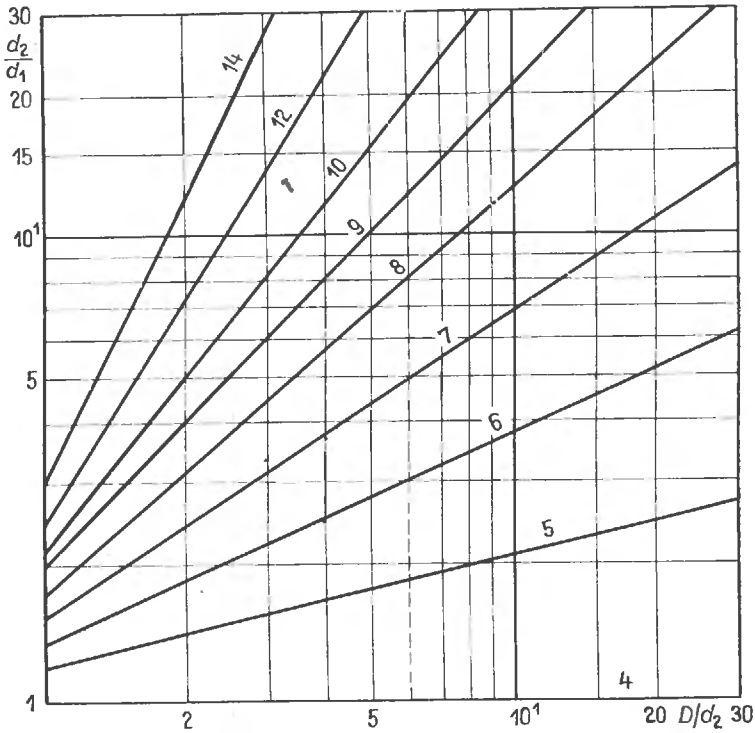
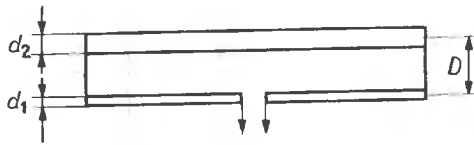
tás nélküli félhullámú elem  $d_2$  átmérője nagyobb, mint a megszakított félhullámú dipólus  $d_1$  átmérője, a sugárzási ellenállás nagyobb lesz, mint az egyszerű hurok dipólusé. Ha a helyzet fordított, vagyis a táplált dipólus  $d_1$  átmérője nagyobb, mint  $d_2$ , akkor a sugárzási ellenállás csökken. 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:

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

Ez a tényező ismét a félhullámú dipólusra vonatkozik. A (4.3) összefüggésben  $Z_1$  az a hullámenállás, amit egy  $d_1$  átmérőjű vezetõből készült  $D$  térközű kéthuzalos tápvonal képvisel, a  $Z_2$  hullámenállást pedig értelemszerűen a  $d_2$  és  $D$  értékek adják meg. A légszigeteléses, kéthuzalos tápvonal  $\Omega$ -ban kifejezett  $Z$  hullámenállása, amivel majd az 5.1.1. pontban még bővebben foglalkozunk:

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



4.4. ábra. Hurok-dipólus félhullámú dipólusra vonatkoztatott talpponti ellenállásának változása az elemátmé-  
rők és elemterköz 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  $\Omega$ )

A  $k$  tényező kiszámítására még az alábbi össze-  
függés is alkalmazható:

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

A kettős hurok-dipólusnál is megváltozik a sugárzási ellenállás, ha a közepén 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

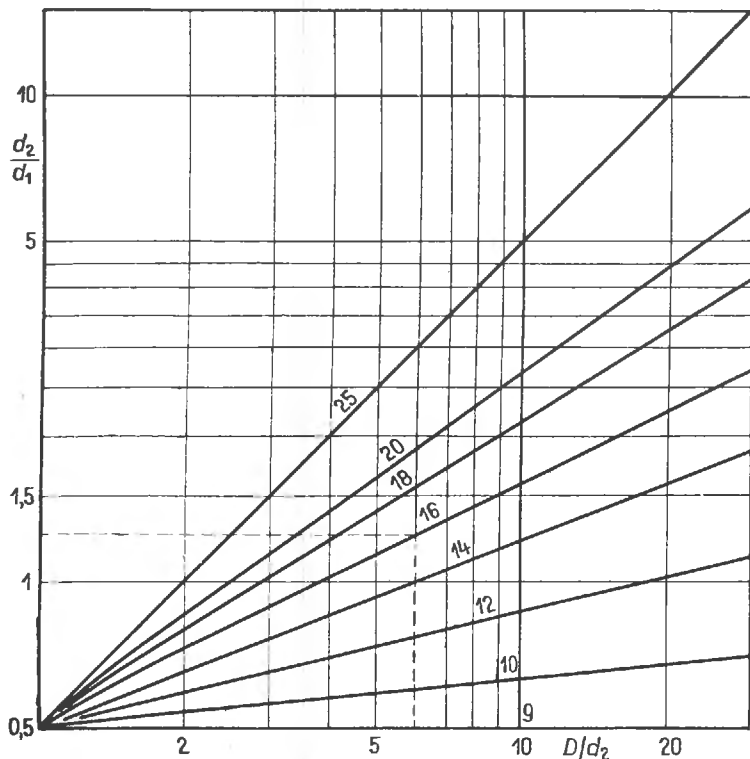
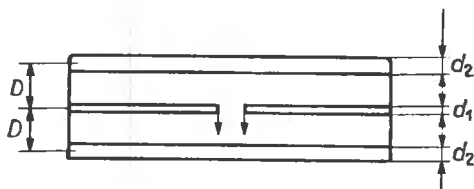
esetében is:

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

illetve

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

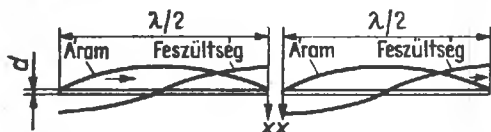
Valamennyi hurok-dipólus meg nem szakított, egydarabból készült elemét geometriai középpontjában földelhetjük, vagyis fémből készült antenntartó oszlophoz fémesen rögzíthetjük.



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 ( $960 \dots 1120 \Omega$ )

## 4.2. Teljeshullámú dipólusok

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

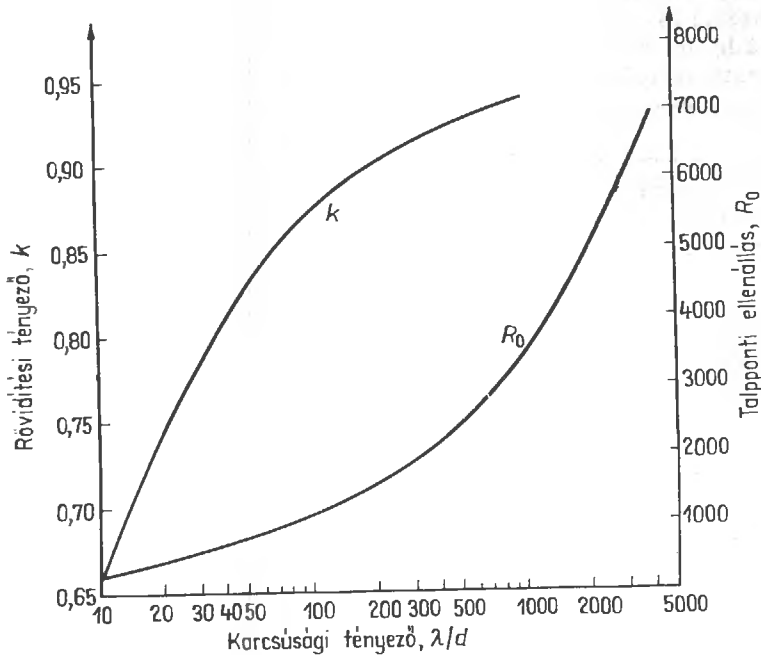


4.6. ábra. A teljeshullámú dipólus

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 sáv szélesség jobban függ a  $\lambda/d$  viszonytól, mint a félhullámú dipólus esetében, azonban a sáv szélesség 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  $\lambda/d$  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.

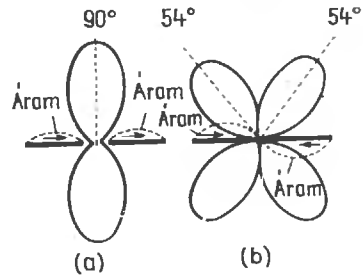
A teljeshullámú dipólus  $k$  rövidítési tényezője szintén különbözik az azonos karcsúsági tényezőjű félhullámú dipólusétól: a teljeshullámú dipólust jobban kell rövidíteni, ha rezonanciába akarjuk hozni.

**Példa.** Egy  $f=150$  MHz-en, vagyis  $\lambda=2$ -n működő teljeshullámú dipólust akarunk készíteni 2 cm átmérőjű alumínium csőből; a  $\lambda/d$  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.  $65^\circ$ .

A megszakítás nélküli, egyetlen összefüggő vezetőkből 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 fá-



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 hossz tengelyével  $90^\circ$ -os szöget zár be; (b) teljeshullámú sugárzó, megszakítás nélkül (pl. végtáplálású), ellentétes fázisban gerjesztve (ellentétes áramirányok), a fő sugárzási irány a sugárzó hossz tengelyével  $54^\circ$ -os szöget zár be

zisan gerjesztődik. Ezért a  $E$  síkbeli sugárzási jelleggörbe négy fő nyalábra hasad, amelyeknél a sugárzásmaximum iránya és a sugárzó által bezárt szög  $54^\circ$ . Míg a teljeshullámú dipólus — félhullámú dipólusra vonatkoztatott — nyeresége

közéltően 1,8 dB, a végén gerjesztett teljeshullá-  
mú sugárzónál ez 1,2 dB.

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

A teljeshullámú dipólust viszonylag nagy sáv-  
szélessége miatt szévesen alkalmazzák összetett  
széles sávú antennarendszerekben. Ilyenkor a di-  
pólust 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 pontok-  
kat egymástól távolítjuk, a nyereség is növekszik:  
ha  $XX$  táv  $0,2 \dots 0,6\lambda$  nagyságrendű, a nyereség  
3 dB-nél is nagyobb lehet. Megjegyzendő azonban,  
hogy a nyereség növelésének ez a módja mecha-  
nikai okokból aligha valósítható meg.

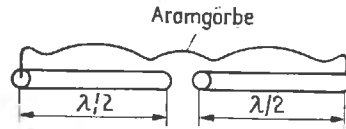
### 4.3. Széles sávú dipólusok

A rezonanciában levő dipólus talpponti ellen-  
állása tisztán ohmos. Ha rezonanciafrekvenciától  
eltérő frekvencián gerjesztjük a dipólust, a talp-  
ponti ellenállás induktív vagy kapacitív összetevőt  
is tartalmaz.

Minél karcsúbb a dipólus, annál gyorsabban nő  
a reaktív összetevők hányada a rezonanciafrek-  
venciáról való elhangolás folyamán, és így annál  
kisebb az antenna sáv szélessége. Ezért nagyobb  
frekvenciatartományok kisugárzásához kis  $\lambda/d$   
karcsúsági tényezőjű (ún. „vastag”) dipólust szo-  
kás alkalmazni. Vastag dipólusként általában fél-  
hullámú és teljeshullámú dipólusokat használnak:  
a sáv szélesség vonatkozásában a teljeshullámú  
dipólus valamivel kedvezőbb, mert azonos karcsú-  
sági tényező mellett sáv szélessége mintegy 1,3-  
szere 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 kar-  
csúsági tényező esetén csökken az antenna talp-  
ponti ellenállása.

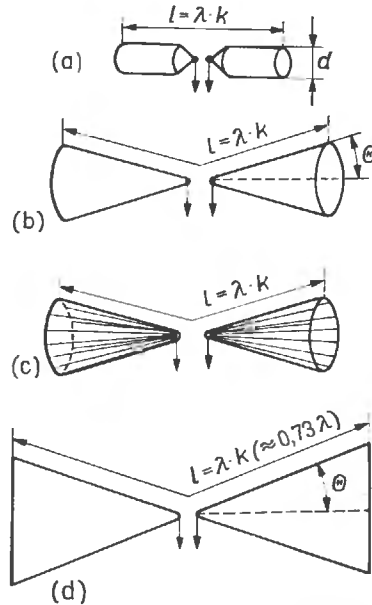
A 4.9. ábra szerinti vastag hengeres csőből vagy  
rúdanyagból készült széles sávú dipólus két fél-  
szakaszának egymással szemben levő végei nagy  
kapacitást képeznek. Ezért, ha a betáplálási pont-



4.9. ábra. Árameloszlás vastag dipóluson

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

A kúposág 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:

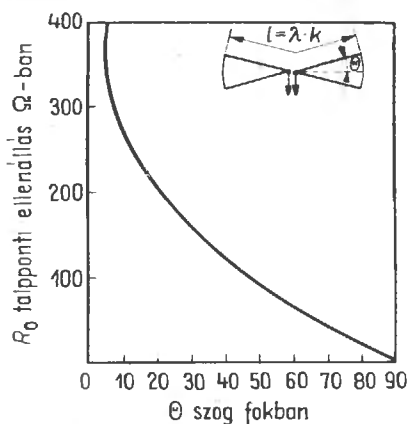
(a) hengeres rúdanyagból készült vastag dipólus, a betáplálási  
pontnál kónuszosan elvékonyítva; (b) kettős-kúpos teljeshullámú  
dipólus, fémlemezből; (c) vékony rudakból készült kettős-kúpos  
teljeshullámú dipólus-váz; (d) pillangó- vagy lepke-dipólus

vénye. A 4.11. ábrából különféle kúpszöghöz tar-  
tozó bemeneti ellenállások közvetlenül leolvasha-  
tók. A nagy sáv szélesség miatt az ilyen típusú di-  
pólusoknál a rövidítési tényezőt nem érdemes túl-  
zott pontossággal kiszámítani, a gyakorlat szem-  
pontjából elegendő, ha  $k = 0,73$  középértékkel  
számolunk.

A szélnyomás és a súly csökkentése céljából a  
4.10.(c) ábrán látható módon nagyobb számú vé-  
kony 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  $\theta$  kúpszög függvényében

Végül a térbeli kúp alakot teljesen mellőzhetjük, és csupán függőleges tengelymenti metszetével: két csúcsával szembe forgatott háromszög alakú fémlamezzel is helyettesíthetjük [4.10.(d) ábra]. Ezt a — elsősorban a deciméter-tartományban alkalmazott — széles sávú antennatípust alakja miatt *pilangó-* vagy *lepke-dipólusnak* is nevezik. Ha az összefüggő fémfelületek helyett sűrű dróthálót vagy lyukasztott fémlamezt 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 ismertettett széles sávú dipólusok viszonylagos sáv szélessége a méretezéstől függően:  $b = 0,5 \dots 0,8 \cdot f_0$  [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.

Mínt hogy az antenna és az adó közé a legtöbb esetben energiatovábbító vezeték (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

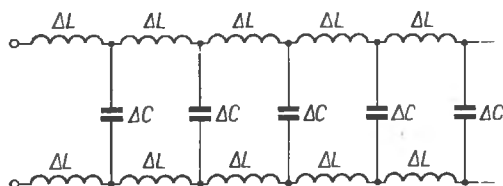
Tápvonalaknak az a feladatuk, hogy a nagyfrekvenciás energiát lehetőleg veszteségmentesen továbbítsák anélkül, hogy saját maguk sugározzanak.

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 hosszinduktivitások és keresztkapacitások eredőjének is tekinthető. Ennek az elképzelésnek megfelelően szokás a párhuzamos vezeték egyszerűsített helyettesítési vázlatát az 5.1. ábra szerint feltüntetni.



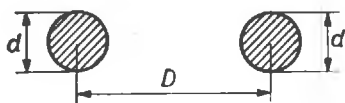
5.1. ábra. Kéthuzalos tápvonal helyettesítő áramköre

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

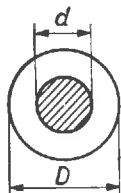
$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}; \quad (5.1)$$

minthogy  $Z$  ( $\Omega$ -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



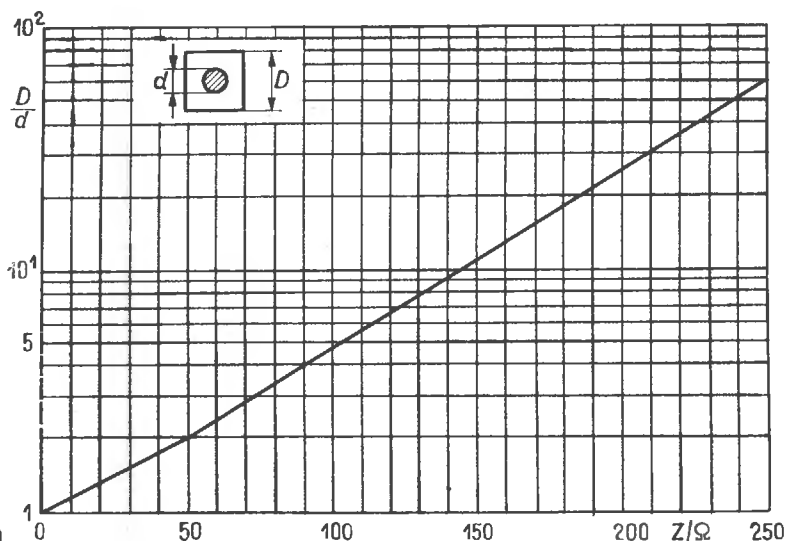
5.3. ábra. Koaxiális tápvonal keresztmetszete

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

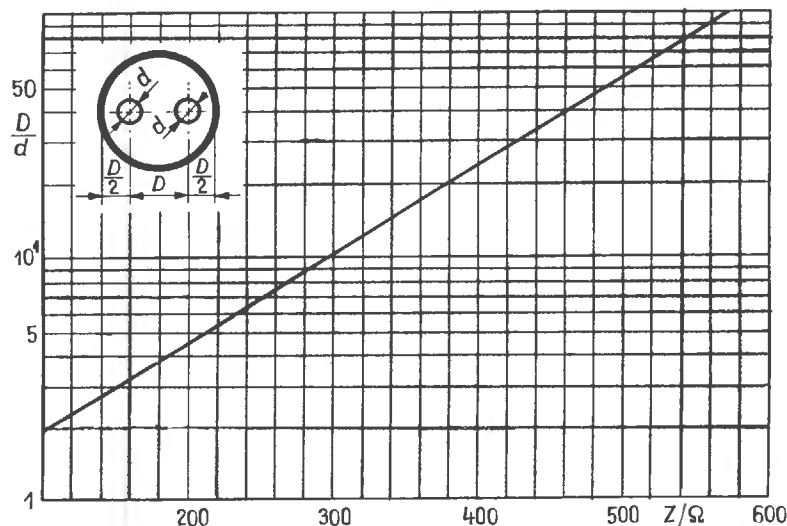
Az antennatechnikában legelterjedtebb két tápvonaltípus, a kéthuzalos és koaxiális tápvonal keresztmetszete látható az 5.2., illetve 5.3. ábrán; a kiviteli formákat a későbbiekben részletesen tárgyaljuk.

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

5.4. ábra. Légszigeteléses kéthuzalos tápvonal  $Z$  hullámellenállásának változása a  $D$  huzaltérköz és  $d$  huzal-átmérő 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):

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

vagy

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

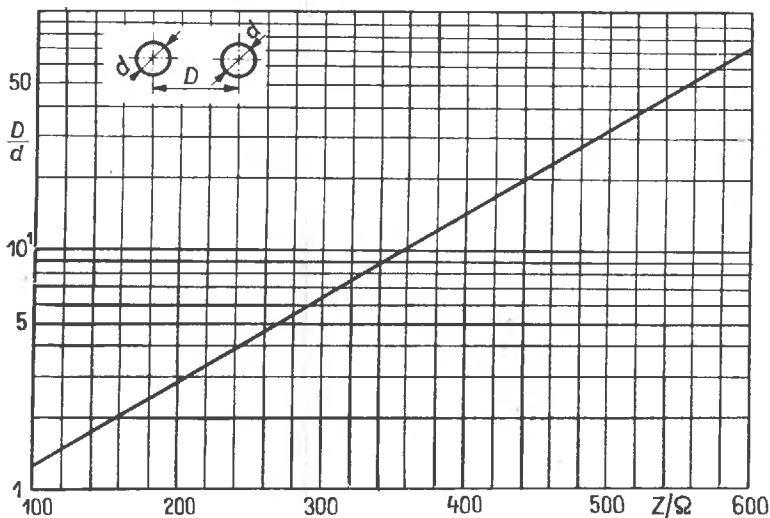
b) Légszigeteléses koaxiális tápvonal (5.3. ábra):

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

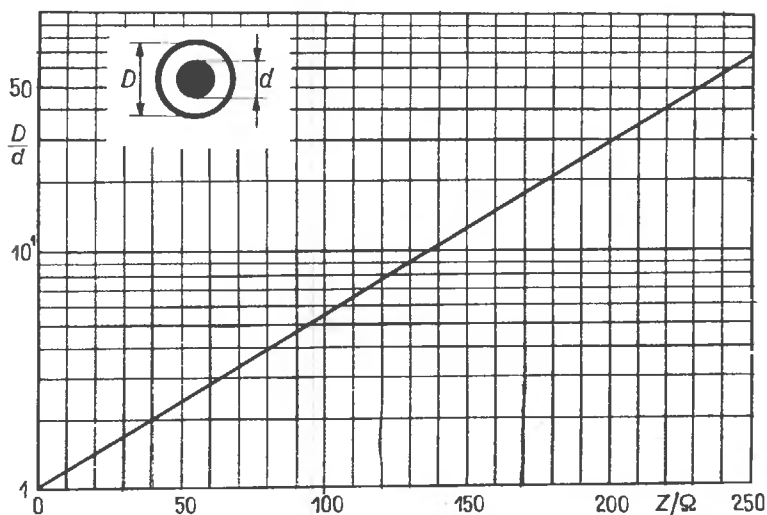
vagy

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

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 ( $\epsilon$  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 ( $\epsilon_r$ ) nagyobb, mint 1.

A

$$c = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (5.6)$$

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

5.1. táblázat. Különböző szigetelőanyagok permittivitása (dielektromos tényezője)

Szigetelőanyag	Permittivitás $\epsilon_r$
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 között valamilyen szigetelőanyag tölti ki. Minthogy a dielektrikumban az elektromágneses hullám terjedési sebessége kisebb, mint a levegőben, a hullámlenállás kiszámításakor ez figyelembe veendő; ezért az (5.2)...(5.5) kifejezések az alábbiak szerint módosulnak:

a) Kéthuzalos tápvonal műanyag dielektrikummal:

$$Z = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{2D}{d}, \quad (5.7)$$

illetve

$$Z = \frac{276}{\epsilon_r} \cdot \lg \frac{2D}{d}. \quad (5.8)$$

b) Műanyag-szigeteléses koaxiális kábel:

$$Z = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln \frac{D}{d}, \quad (5.9)$$

illetve

$$Z = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \lg \frac{D}{d}. \quad (5.10)$$

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:

$$k = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}; \quad (5.11)$$

értékét a különféle nagyfrekvenciás tápvonalak műszaki adatlapjaiban általában közlik. Az anten-nagygyakorlatban 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 hullámlenállás mérése egyszerű eszközökkel

A légszigeteléses tápvonalak hullámlenállását 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;

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

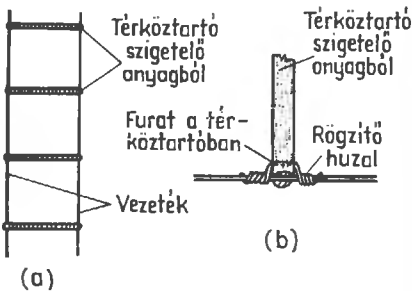
$LC$ -mérőhid birtokában mindenféle műanyag-szigetelésű párhuzamos és koaxiális kábel hullámellenállása a következőképpen határozható meg:

A mérendő kábeltől 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 rövidre zárjuk, majd a hiddal 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  $\Omega$ -ban.

Párhuzamos vezeték (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 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  $600 \Omega$  között megválasztani. Kisebb hullámellenállások tartományában a térköz ugyanis na-

gyon 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  $300 \Omega$  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 nedvesréteggel 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 időjárásállóak, és tulajdonságaik hosszú használat után sem változnak lényegesen. Telepítéskor nem kell a környezeti hatást figyelembe venni, és tetszés szerint helyez-



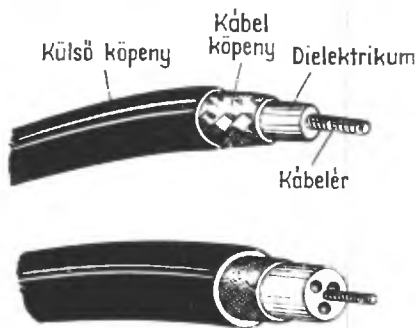
5.11. ábra. Árnyékolt kettős tápvonal

hetők el. Az árnyékolt szimmetrikus kettős tápvonalak hullámellenállása 120 és 240  $\Omega$  között van.

A különféle tápvonalak jelölési módjait a Nemzetközi Elektrotechnikai Bizottság (IEC) ajánlása 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 vezetője 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 vezetőket, az ún. *köpeny* veszi körül, majd a védőburkolat következik.

A belső ér többnyire tömör rézhuzal, néha több-erű sodort vörösréz-huzal-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 beszívargó 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

Ügyszólván 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 vörösréz-huzal-fonalból készül: ez az ún. kábelharisnya. A vastagabb kábeleket rézszalaggal vonják be, míg nagyteljesítményű kábelknél bordázott rézfóliát és egyéb különleges köpenymegoldásokat alkalmaznak.

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

Mint ahogy a manapság gyártott koaxiális kábelek szigetelőanyagának permittivitása szinte kivétel nélkül  $\epsilon_r = 2,3$ , gyakorlatilag kielégítő pontosságú eredményt kapunk, ha az 5.5. ábra diagramjából leolvasott hullámellenállás értéket  $1/\sqrt{2,3} \approx 0,66$ -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  $\epsilon_r = 6,5$ , 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  $\Omega$ . Gyártanak azonban 50 és 75  $\Omega$ -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:

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

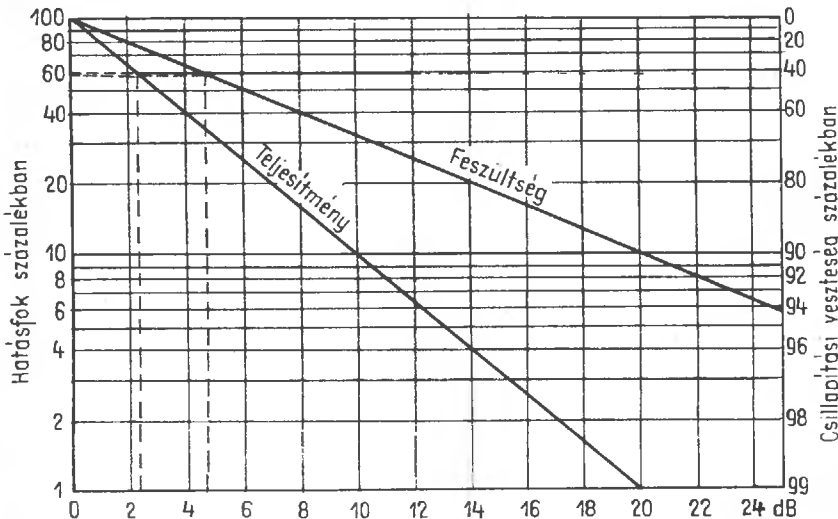
ahol az  $R$  az ellenállás  $\Omega/\text{km}$ -ben;  $d$  a vezeték átmérője cm-ben és  $f$  az üzemi frekvencia MHz-ben.

A teljes hosszanti ellenállást az oda- és a visszairányú vezetékellenállás összege adja meg. Ha a vezeték nem sima felületű huzalból vagy csőből készült, ellenállás még jobban növekszik. Pl. litze-huzal esetében  $1/4$ -del, míg a szokásos kiviteli koaxiális kábelharisnyánál 2...3-szoros ellenállásnövekedéssel számolhatunk.

#### 5.2. táblázat. Csillapításadatok átszámítása

$N_p \cdot 8,686$	=dB
$\text{dB} \cdot 0,1151$	=Np
$N_p/\text{km} \cdot 0,867$	=dB/100 m
$\text{dB}/100 \text{ m} \cdot 153$	=Np/km
$N_p/\text{km} \cdot 0,2645$	=dB/100 ft
$\text{dB}/100 \text{ ft (láb)} \cdot 3,78$	=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 néhány száz 100 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 találhatóak. Nagyfrekvenciás tápvonalak csillapítási vesztesége jelentős lehet. Ezért — különösen, ha a táplálendő 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 teljesítményvesztés átszámítására



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

**Példa.** Egy 100 W nagyfrekvenciás kimeneti teljesítményű URH-adó 25 m hosszú koaxiális kábelrel át táplálja az adóantennát. A koaxiális kábel csillapítása 145 MHz-nél 10,5 Np/km, azaz 9,1 dB/100 m. Mint-hogy a kábel hossza mindössze 25 m, a tényleges teljesítménycsillapítás a 100 m-es hosszúságúénak csupán  $\frac{1}{4}$ -e, vagyis  $9,1 \text{ dB}/4 = 2,3 \text{ dB}$ . 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 hatásoknak felel 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  $\mu\text{V}$ . 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  $\mu\text{V}$ -os feszültségnek csak az 58%-át kapja meg, vagyis 290  $\mu\text{V}$ -ot. A tápvonal okozta veszteség 210  $\mu\text{V}$ . 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  $\mu\text{V}$ -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 illetetlenség következtében fellépő sugárzási veszteség is. Ez az antenna-hatások további romlását okozza. Az illetetlenség okozta veszteségeket az 5.2.2. pontban fogjuk részletesebben tárgyalni.

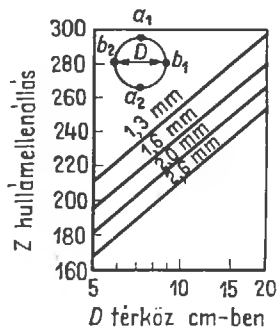
### 5.1.5. Nagyfrekvenciás tápvonalak használata

A légszigeteléses kettős tápvonal, a „macskalétra”, az amatőr-gyakorlatban még mindig nem vesztett jelentőségéből. A rövidhullámú tartományban szinte pótolhatatlan, különösen akkor, ha hangolt tápvonalként (lásd az 5.3.2. pontot) alkalmazzuk. Ha a térköztartók jó minőségű dielektrikumokból 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  $\Omega$ -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 merevítővel nem érdemes takarékoskodni, hogy a tápvonal erősebb érdelembe 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 ereszcsontra, fémes oszlop vagy nagyobb fémes tárgy elkerülése teljességgel lehetetlen, akkor legalább háromszoros tápvonalszélességnek megfelelő távolságot kell betartani.

Kevésbé 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 két-huzalos tápvonalaké ( $Z$  értéke 180...280  $\Omega$  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 huzaltérközök esetén

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

A kereskedelemben kapható szalagkábel 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 újszólván 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, többérű 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  $\Omega$ -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  $\Omega$ ;

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  $\Omega$ ;

A — árnyékolatlan szimmetrikus tápvonal, ahol a két huzal közötti szigetelőréssz vékonyabb;

7 — a huzalok közötti térköz, kb. 7 mm;

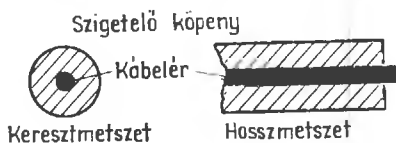
1 — IEC jelzőszám.

### 5.1.7. Egyhuzalos tápvonal (Goubau-vezeték)

A nagyfrekvenciás energia nagyobb távolságra 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 megfelelően egyszerű felépítésű: lényegében egy fémes vezetőből áll, amelyet egy többé-kevésbé vastag dielektrikum-réteg borít (5.16. ábra). A ve-



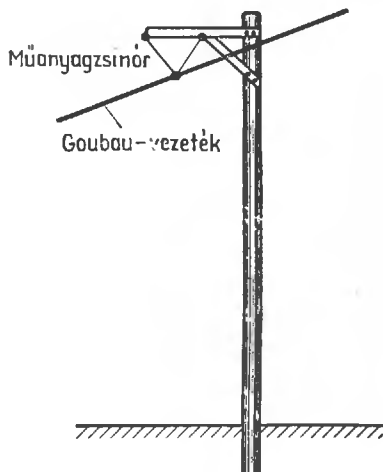
5.16. ábra. Egyhuzalos tápvonal (Goubau-vezeték)

zetéket körülvevő szigetelőanyag hatására az elektromágneses erőter 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 tovább, a zöme a vezetéket körülvevő térben áramlik. Az energia egy, a vezetéket koaxiálisan körülvevő hengeres légtérben terjed tovább, amely hengernek sugara a tápvonal kivételétől a fémes vezeték átmérőjétől, a műanyag köpeny átmérőjétől és dielektromos tulajdonságaitól függően  $2 \dots 3\lambda$ . 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  $20^\circ$ -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. egyszerű horgászszinór) rögzíti helyzetében a Goubau-vezetéket.

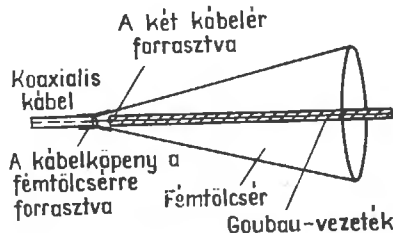
Mintthogy a Goubau-vezeték aszimmetrikus rendszer, az adóhoz, illetve antennához való csatlakoztatását célszerű egy rövid koaxiális kábel se-

gítségével megoldani. Ez az 5.18. ábrán látható módon egy féltölcsér közbeiktatásával valósítható meg. A koaxiális kábel harisnyáját a tölcserhez forrasztjuk, az erét pedig a tölcser legmélyén a Goubau-vezeték erével kötjük össze. Ha a tölcser átmérője nem túl kicsiny, a csatlakozásnál csupán



5.17. ábra. Goubau-vezeték felfüggesztése

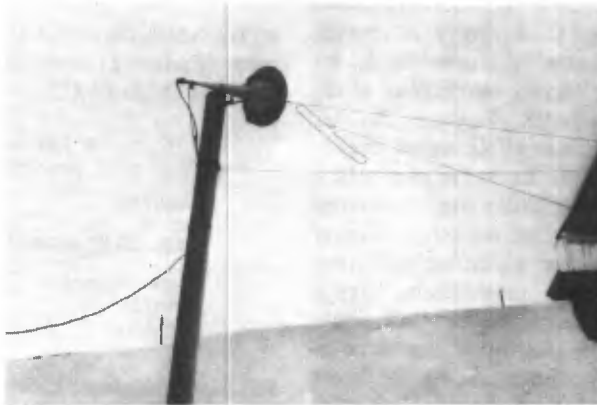
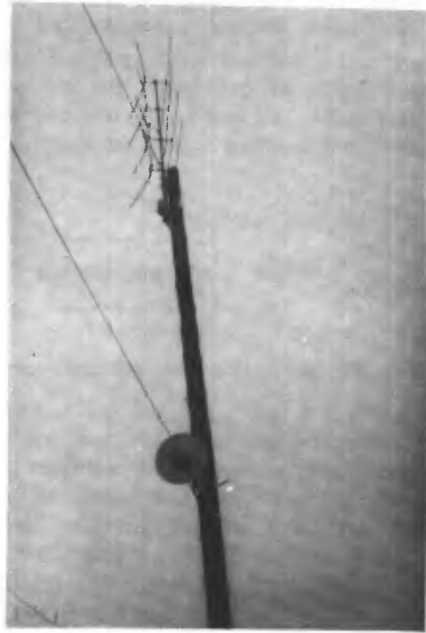
csekély veszteség lép fel. Különösen kedvező eredmény érhető el az olyan tölcserrel, amelynek hossza  $1\lambda$  és átmérője  $\lambda/2$ .



5.18. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatása Goubau-vezetékhez

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

Az 5.3. táblázatban különféle méretű Goubau-vezeték és néhány egyéb tápvonal típus csillapítási adatait foglaltuk össze: szembevetve a Goubau-vezeték nagyságrenddel kisebb vesztesége. Az NDK-ban két különböző típusú egyhuzalos tápvonalat gyártanak. A 2/5—9109.0 típusú első sorban normális időjárási igénybevételű helye-



5.19. ábra. Exponenciális tölcserrel 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 egyhuzalós tápvonalak műszaki adatait az 5.4. táblázat tartalmazza.

A megadott csillapítási értékek a csatolótölcser figyelembevétel nélkül értendők. Nagyfokú nedvesség, illetve jegesedés vagy zúzmarásodás esetében a csillapítás természetesen növekszik. A tölcserátmérő optimális értékét a gyártómű a határ-

átmérő 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
<i>Goubau-vezetékek</i>	
25 mm külső átmérő	0,25
10 mm külső átmérő	0,60
8 mm külső átmérő	0,70
5 mm külső átmérő	0,92
<i>Koaxiális kábelek</i>	
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

zötlen 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-vezetékeknek a műantennakénti használata. Ha ugyanis egy legalább  $20\lambda$  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.

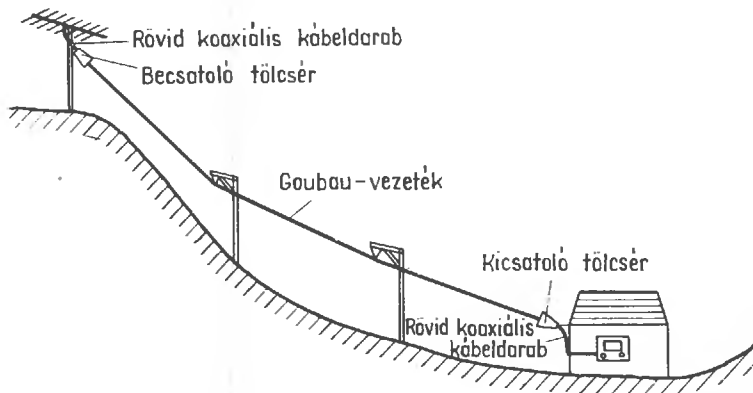
A Goubau-vezetékek szigetelőköpenye szinte kizárólag polietilénből készül. A fémes vezető és a köpeny külső átmérőjének aránya 1: 2,5. A poli-

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
<i>Közepes csillapítás:</i>		
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
<i>Határátmérő:</i>		
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

etilén — mint ismeretes — tartós intenzív napsugárzás hatására veszít kedvező elektromos tulajdonságaiból, ezért rendszerint korommal pigmentálják. Minthogy a koromadalék is bizonyos fokú csillapítást okoz, legújabbban csak a köpeny felszínét vonják be korommal, pigmentált polietilénnel, és így időálló és igen kis veszteségű tápvonal készíthető.

Tájékozódó kísérletekhez köpenyéből kibontott, megfelelő átmérorányú 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

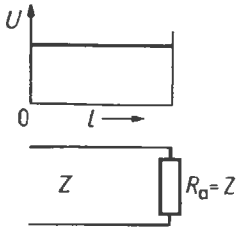
Az optimális teljesítményátvitel feltételei akkor vannak biztosítva, ha a generátor (pl. adóvégfokozat)  $R_i$  impedanciája megegyezik a fogyasztó (pl. antenna)  $R_a$  impedanciájával. Az energiaátvitelre szolgáló tápvonalat ugyancsak illeszteni kell;  $Z$  hullámellenállásának azonosnak kell lennie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

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

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

### 5.2.1. Feszültségeloszlás a kéthuzalos tápvonal mentén

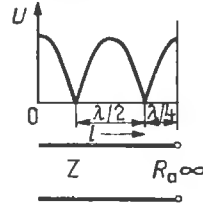
Ha valamely kéthuzalos tápvonalat olyan  $R_a$  terhelőellenállással zárunk le, amely a tápvonal  $Z$  hullámellenállásával azonos, a tápvonalon áramló egész teljesítmény a terhelőellenállásban használandó el. Ilyenkor a tápvonal minden pontján azonos feszültség (és azonos áramintenzitás) mérhető. Ezt 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 árammaximumok keletkeznek.

Mint az 5.22. ábrán látható, a nyitott tápvonalvégződésen 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  $90^\circ$ -os fáziseltolásban 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 sebességétől 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: Standing 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:

$$s = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} \geq 1. \quad (5.15)$$

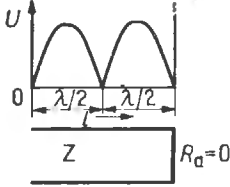
Illesztés esetében a tápvonalon csak egyirányban haladó hullám van, mivel az  $R_a$  lezáróellenálláson nem lép fel reflexió. Ezért a tápvonalon állóhullámok nem alakulnak ki, és a hullámossági tényező  $s = 1$ .

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

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

$m$  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.



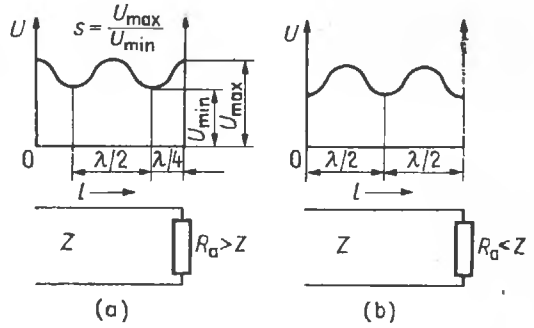
5.23. ábra. Feszültségeloszlás rövidrezárt nagyfrekvenciás tápvonalon ( $R_a = 0$ )

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:

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



5.24. ábra. Feszültségeloszlás helytelenül illesztett nagyfrekvenciás tápvonalon:

(a)  $R_a > Z$ ; (b)  $R_a < Z$

vagy

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

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 valódi 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:

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

Ez esetben a visszafelé haladó hullám amplitúdója  $2/5$ -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:

$$s = \frac{1+r}{1-r}, \quad (5.19)$$

továbbá

$$m = \frac{1-r}{1+r} \quad (5.20)$$

és

$$r = \frac{1-m}{1+m}. \quad (5.21)$$

Ha  $R_a < Z$ , akkor

$$s = \frac{Z}{R} \quad (5.22)$$

és

$$m = \frac{R_a}{Z}. \quad (5.23)$$

Ha azonban  $R_a > Z$ , akkor

$$s = \frac{R_a}{Z} \quad (5.24)$$

és

$$m = \frac{Z}{R}. \quad (5.25)$$

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

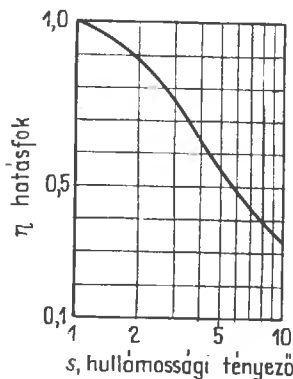
főlős kapacitív reaktanciát induktivitással kompenzáljuk vagy fordítva. Tökéletes illesztés csak akkor érhető el, ha minden meddő hányadot kiküszöböltünk vagy kompenzáltunk.

### 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 tényezőtől számítható az (5.15) összefüggés alapján. A hullámosság okozta veszteség decibelben:

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

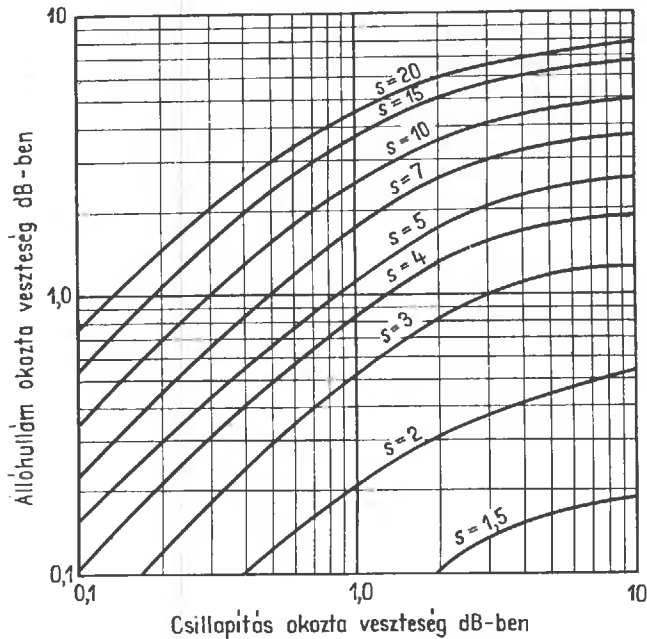
Kismértékű illesztetlenség esetében a veszteség olyan csekély, hogy gyakorlatilag nem esik latba. Mint ez az 5.25. ábrán feltüntetett diagramból látható, az  $s = 1,5$ -es állóhullámnál a teljesítményátvitel hatásfoka hozzávetőleg 95%.



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 kábelvesztés 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 ér-

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.

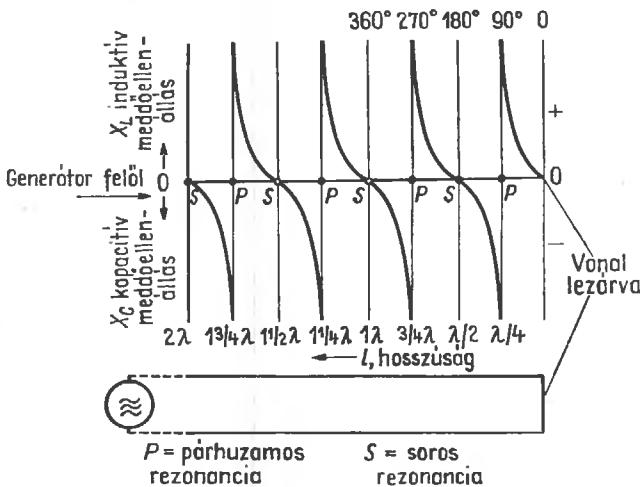
Sugárzási veszteség vonatkozásában a koaxiális kábeleknek kedvezőbb tulajdonságai vannak, minthogy tengelyszimmetrikus felépítésük miatt sugárzás gyakorlatilag nem lép fel. Bizonyos esetekben azonban ún. köpenyhullámok léphetnek fel. Ezek a kábelt burkoló fémszővedéken kialakuló kompenzációs áramok következtében jönnek létre, hatásukra a kábelpöpeny 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  $Z$  hullámmellenállásának 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 impedancia-érték 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 reaktancia és egy azonos nagyságú  $X_C$  ka-



5.27. ábra. Rövidrezárt kéthuzalos tápvonal impedanciaváltozása a  $\lambda$  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  $\lambda$  hullámhosszra vonatkoztatott méretétől függően mint kapacitás, induktívítás, 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  $90^\circ$ -kal el vannak tolvva. 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 in-

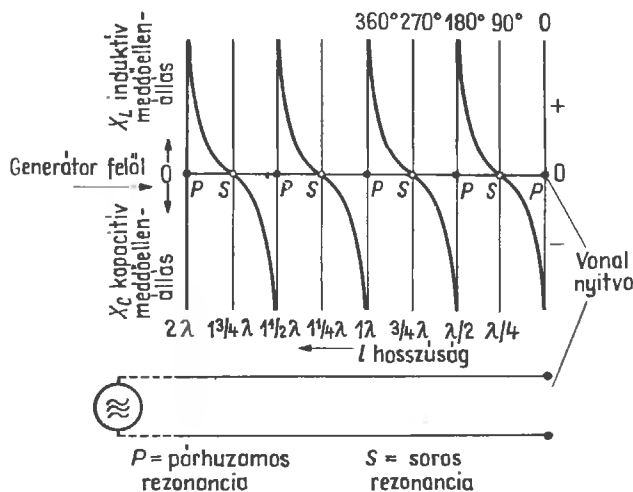
duktív jellegű,  $\lambda/2$  távolságban párhuzamos rezonancia lép fel stb.

Kapcsolási elemként (induktivitás, kapacitás vagy rezgőkör) alkalmazott tápvonalak hossza általában kisebb vagy egyenlő  $\lambda/4$ ; ezzel ugyanis bármelyik kívánt variáció megvalósítható. Ha pl. induktívításra van szükségünk, rövidrezárt tápvonalat veszünk, amelynek hossza kisebb, mint  $\lambda/4$ . Ugyanez a darab kapacitásként használható, ha a rövidzart eltávolítjuk. Ha a tápvonal elektromos hossza pontosan  $\lambda/4$ , rövidrezárt állapotban párhuzamos rezgőkör, míg nyitottan soros rezgőkörre 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 transzformáló 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:

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

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



5.28. ábra. Nyitott kéthuzalos tápvonal impedanciaváltozása a  $\lambda$  hullámhosszban kifejezett  $l$  vonalhossz mentén

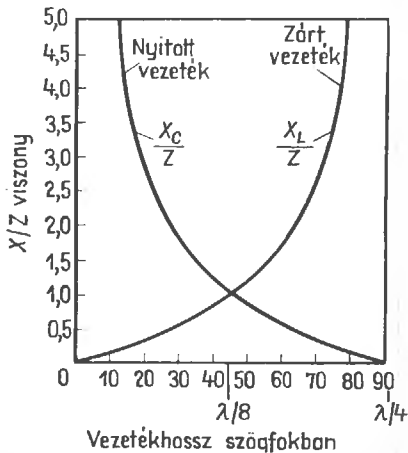
A lezárt tápvonal végén			A nyitott tápvonal végén		
Elektromos vezeték hosszúság	Feszültségeloszlás	Helijetősítõ áramkör	Elektromos vezeték hosszúság	Feszültségeloszlás	Helijetősítõ áramkör
Rövidebb mint $\lambda/4$ ( $< 90^\circ$ )			Rövidebb mint $\lambda/4$ ( $< 90^\circ$ )		
$\cong \lambda/4$ ( $= 90^\circ$ )			$\cong \lambda/4$ ( $= 90^\circ$ )		
Hosszabb mint $\lambda/4$ rövidebb mint $\lambda/2$ ( $> 90^\circ; < 180^\circ$ )			Hosszabb mint $\lambda/4$ rövidebb mint $\lambda/2$ ( $> 90^\circ; < 180^\circ$ )		
$\cong \lambda/2$ ( $= 180^\circ$ )			$\cong \lambda/2$ ( $= 180^\circ$ )		

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  $\text{tg } 45^\circ = 1$ , ezért a tápvonal rövidrezárt végétől  $45^\circ$ -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

$$X_C = Z \text{ ctg } l. \quad (5.28)$$



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

Minthogy  $\text{ctg } 45^\circ = 1$ , 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 tápvonal darab elektromos hossza  $\lambda/12=30^\circ$ . Meghatározandó az  $X_L$  induktív ellenállás.

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

Ebből

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

Ha a fenti tápvonal nyitott, a kapacitív reaktancia hasonlóképpen határozható meg; az  $X_C/Z$  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 tápvonal darabra van szükségünk, előbb kiszámítjuk az

$X/Z$  arányt és megkeressük a függőleges rendezőn. Ezután vízszintesen kivettjük a megfelelő görbére. A metszéspontot a vízszintes rendezőre vetítve, megkapjuk a tápvonal darab hosszát.

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

$$X_L = \omega L = 2\pi fL \quad (5.29)$$

és

$$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi fC} \quad (5.30)$$

### 5.3. A táplálás módjai

Mivel az antennát célszerű minél magasabbra és zavaró tárgytól 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 legrit-

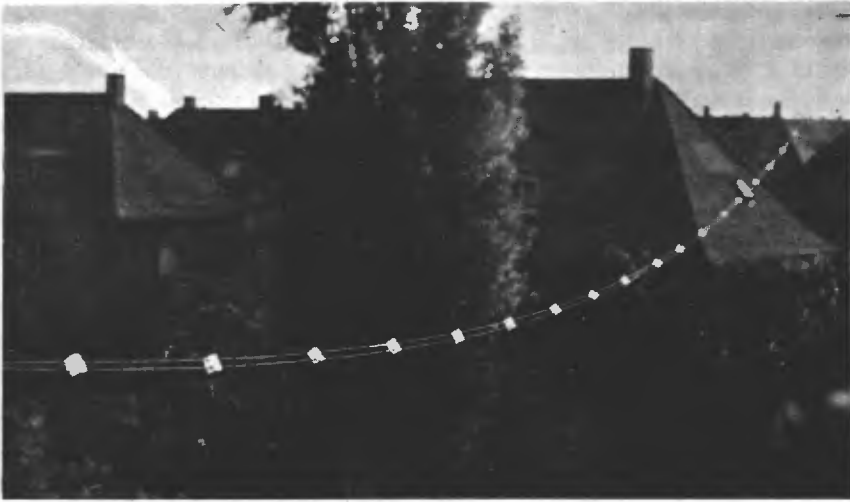
kább esetben kerülhetők el teljesen, a tápvonalon *pseudo-haladóhullámok* alakulnak ki. Ezek olyan haladóhullámok, amelyekre kisebb-nagyobb állóhullámok szuperponálódnak kb. az 5.24. ábra szerint. Az amatőr-gyakorlatban az  $s = 2$  állóhullám-arány még elfogadható.

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 módzatait a 8. fejezetben tárgyaljuk.

Nehezebb vagy legalábbis kényelmetlenebb azokat az illesztési hibákat kompenzálni, amelyek a rendszerint nehezen megközelíthető antenna-be-táplálási 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 szerszámoló 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 tápvonalaként bármely kivitelű kéthuzalos típus számításba jöhet, még a házilag készült, de meghatározott hullámmellenállású „macskalétra” is. A legkedvezőbb eredmények koaxiális kábelvel 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 feltételelesen alkalmazhatók. Ennek oka, hogy a felharmonikus gerjesztett antennák talpponti impedanciája és rezonanciaviszonyai változnak, ezért tökéletes illesztés mindig csak egy sávon érhető el;

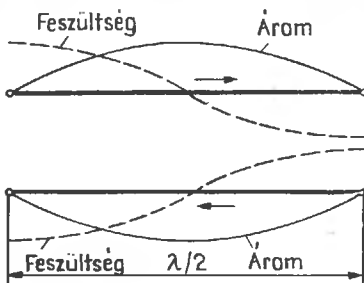


5.31. ábra. Kéthuzalos tápvonal,  $Z=300 \Omega$

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  $300 \Omega$  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.

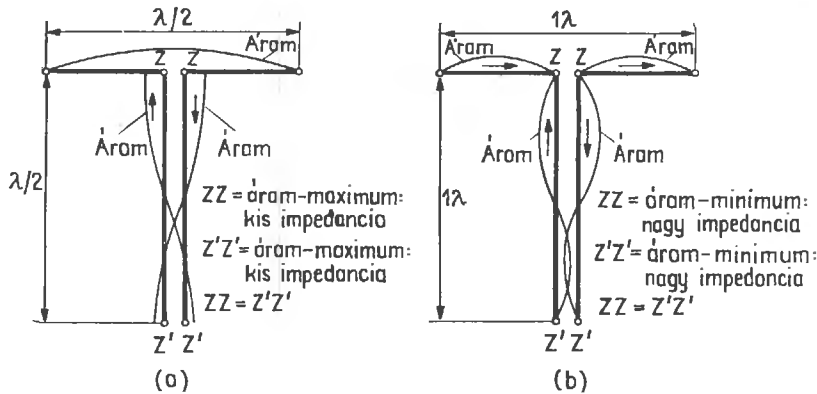


5.32. ábra. Állóhullámok az elektromosan  $\lambda/2$  hosszú kéthuzalos tápvonalon

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 erők 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 impedancia-viszonyok uralkodnak, mert az áram és feszültség viszonya mindkét esetben azonos. Az a körülmény, hogy a feszültség  $180^\circ$ -kal fázisban el van tolva, fenti megfontolásaink 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  $\lambda/2$  hosszú tápvonal, a  $ZZ$  bemeneti ellenállás a tápvonal alsó végén mint azonos  $Z'Z'$  ellenállás jelenik meg; (b) ugyanaz a dipólus, de kétszeres frekvencián gerjesztve: az eredetileg félhullámú dipólus teljeshullámúvá alakul át; a tápvonal hossza  $1\lambda$ ,  $Z'Z'$  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 eset tüntettünk fel. Az *a* részábrán egy félhullámú  $7\text{ MHz}$ -es dipólus látható, amelyet hangolt félhullámú tápvonal segítségével gerjesztünk. A félhullámú dipólus mintegy  $60\ \Omega$ -os  $ZZ$  talpponti ellenállása a tápvonal alsó végén  $1:1$  arányban mint  $Z'Z'$  jelenik meg (a tápvonal saját hullámenellenállása ez esetben érdektelen). Ha ugyanezt a dipólust kétszeres frekvencián ( $14\text{ MHz}$ ) 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.

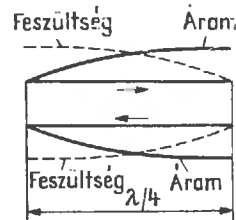
Mint ismeretes, a kéthuzalos tápvonal bemeneti és kimeneti ellenállása valós érték, ha az elektromos hossz  $\lambda/4$  (lásd az 5.2.3. pontot). Ezért a negyedhullámú tápvonal is használható hangolt tápvonalként. Az 5.34. ábrán a  $\lambda/4$  tápvonal áram- és feszültségeloszlását tüntettük fel: látható, hogy az áram- és feszültségviszonyok a tápvonal két végén tükrözöttek egymásnak; ebből következik, hogy a bemenetre kapcsolt nagy impedancia a kimeneten mint kis impedancia jelentkezik és fordítva. Ezért a negyedhullámú tápvonalat általában *negyedhul-*

*lámú transzformátornak* nevezik (részletesebben lásd a 6. fejezetben). Ez esetben azonban a tápvonal  $Z$  hullámenellenállása döntő fontosságú tényező; ez határozza meg ugyanis az áttételi viszonyt:

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

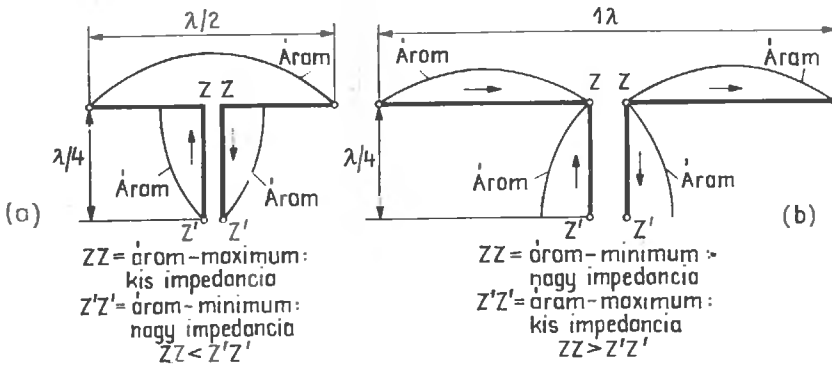
ahol  $Z_E$  a tápvonal bemeneti ellenállása és  $Z_A$  a tápvonal kimeneti ellenállása.

A hangolt negyedhullámú tápvonalra az alábbi szabály érvényes: *az a hangolt tápvonal, amelynek elektromos hossza  $\lambda/4$  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 viszonyának, tehát impedanciatranszformátorként működik.*



5.34. ábra. Elektromosan  $\lambda/4$  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 dipólus-



**5.35. ábra.** Illesztett tápvonallal gerjesztett dipólus:

(a) félhullámú dipólus  $\lambda/4$  hosszú illesztett tápvonallal; a sugárzó kis  $ZZ$  bemeneti ellenállása  $Z'Z'$  betáplálás pontban mint nagy ellenállás jelentkezik; (b) teljes hullámú dipólus  $\lambda/4$  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 lenniük. 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 meghosszabbít-

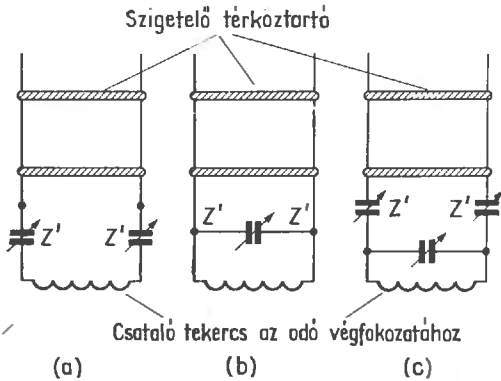
tásával, illetve rövidítésével kompenzálható. A gyakorlatban a tápvonalnak ez a meghosszabbítása, illetve megrövidítése nem mechanikusan, hanem — megfelelő antennahangoló egységekkel — elektromos úton végezhető (lásd 5.36. ábra).

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  $\Pi$ -szűrők (az ún. Collins-szűrők) is kiválóan megfelelnek. A csatolóköreket 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 antennacsatolókkal pontos rezonanciába hozni.

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



**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



## 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.

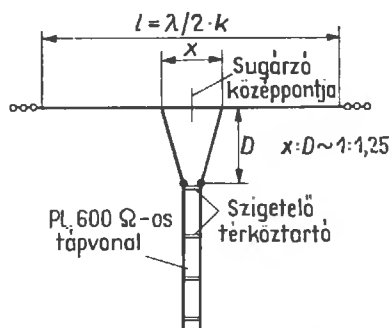
Elektromos és mechanikai szempontból mindig a legjobb antenna-megoldás, amely külön illesztést nem tesz szükségessé. A transzformáló egységeknek az a hátrányos tulajdonságuk, hogy az antenna sávzélességét csökkentik. Ezért kell arra törekedni, hogy a sugárzó talpponti ellenállása a rendelkezésre álló 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 kéthuzalozású tápvonal illesztéséhez, rövidhullámú dipólushoz. A félhullámú dipólus áram—feszültség eloszlásának, vagyis az abból levezethető eredő impedanciaeloszlásnak megfele-

lően 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 sugárzó hosszát az üzemi frekvenciánál valamivel nagyobbra méretezzük (vagyis a hosszát csökkentjük). Ennek következtében kapacitív reaktancia lép fel, amely viszont — helyes méretezés eseté-