

29.15. ábra. Vázlatos rajz a 29.7. táblázat szerinti kilencelemes hosszú Yagi-antenna méretezéséhez

### 29.3.8. A 13-elemes csatornacsoportos Yagi-antenna

E hosszú Yagi-antennában a 29.3.5. pont szerinti hatelemes csatornacsoportos Yagi-antenna az alapelem. A kibővítés abban áll, hogy az alapelemhez hozzávesszünk még két reflektort, hogy nagyobb legyen a hátrasugárzási csillapítás, ezenkívül öt további direktort is alkalmazunk. Ily módon teljesen megtarthatjuk az alapantenna viszonylag nagy sávszélességét.

Mint hogy itt az antennák egyik alapeleméről van szó, elhagyhatjuk a két kiegészítő reflektort, és szükség esetén a direktorok számát is lecsökkenthetjük az eredeti hat elemre. Ugyanakkor azonban további direktorok hozzáadásával még bővíthetjük is az antennát. A további direktorok ugyanolyan hosszúak, mint  $D_9$ , és távolságuk is egységesen  $A_{10}$ . Tizenhét elemmel 12,5 dB-re nő meg az antennanyereség. Ha viszont csak nyolc antennaelemet tartunk meg, az antennanyereség 9 dB-re csökken.

### Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 11,5 dB, hátrasugárzási csillapítás 23 dB, talpponti ellenállás  $240 \Omega$  (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz  $3,4\lambda$ , nyílásszög a vízszintes síkban  $40^\circ$ , a függőleges síkban  $44^\circ$ .

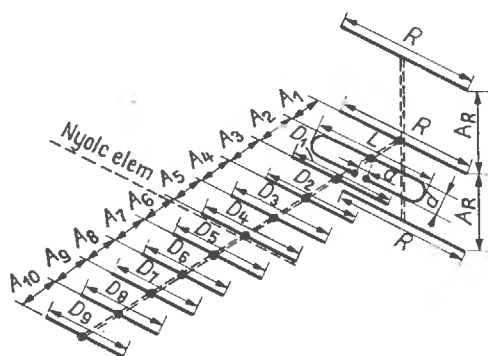
Teljesen fémes felépítés. Földelési és felerősítési pontját a 29.16. ábrán X-szel jelöltük. Mindegyik antennaelem  $11 \text{ mm} \pm 30\%$  átmérőjű. Az antennaelemek fémes tartójának átmérője tágabb határok között változhat, 20...30 mm lehet.

A 29.8. táblázatban minden számadat milliméterben értendő.

29.8. táblázat. A 29.16. ábra szerinti 13-elemes csatornacsoportos Yagi-antennák méretei

	Csatornacsoportok (C=CCIR; O=OIRT)			
	C-5...9. O-6...9.	C-6...10. O-7...10.	C-7...11 O-8...11.	C-8...12 O-9...12.
$L$ hossz	735	721	700	678
$R$ hossz	883	866	839	812
$D_1$ hossz	628	616	598	580
$D_2$ hossz	638	623	603	584
$D_3$ hossz	622	613	594	576
$D_4$ hossz	617	602	584	566
$D_5$ hossz	595	580	563	548
$D_6$ hossz	575	561	543	528
$D_7$ hossz	553	540	524	508
$D_8$ hossz	532	518	504	490
$D_9$ hossz	532	518	504	490
$A_R$ távolságok	220	214	208	203
$A_1$ távolság	404	396	384	372
$A_2$ távolság	98	96	93	90
$A_3$ távolság	397	318	310	300
$A_4$ távolság	285	280	270	262
$A_5$ távolság	311	305	295	286
$A_6 \dots A_{10}$ távolságok	311	305	295	286

Minden számadat milliméterben értendő.



29.16. ábra. Vázlatos rajz a 29.8. táblázat szerinti 13-elemes csatornacsoportos Yagi-antenna méretezéséhez

### 29.3.9. A húszelemes csatornacsoportos Yagi-antenna

Ez a húszelemes, kiváló teljesítményű antenna olyan széles sávú, hogy mindössze kétféle méretezéssel átfedhetjük a méteres hullámú tv-sáv nagyobb frekvenciájú részét. Ugyanakkor ez a konstrukció megoldás mint körzeti antenna a CCIR 5...12., és az OIRT 6...12. csatornákra is felhasználható, de ez esetben a 29.9. táblázatban

29.9. táblázat. A 29.17. ábra szerinti húszelemes csatornacsoportos Yagi-antennák méretei

	Csatornacsoportok	
	OIRT 6...9. CCIR 5...8.	OIRT 9...12. CCIR 9...11.
$L$	844	743
$R$	1055	928
$D_1$	642	564
$D_2$	621	547
$D_3$	609	535
$D_4 \dots D_7$	604	530
$D_8 \dots D_{15}$	590	520
$A_1$	232	204
$A_2$	112	98
$A_3$	136	120
$A_4$	445	395
$A_5 \dots A_{16}$	422	372
$A_R$	226	199

Minden számadat milliméterben értendő.

közölt méreteket a CCIR 9...12., illetve az OIRT 9...12. csatornák szerint kell felvenni. Ilyen körülmények között minden csatornát vehetünk, és

csak a CCIR 5. és az OIRT 6. csatornában fogunk valamivel kisebb antennanyereséget észlelni.

Szükség esetén ezt az antennát is kicsinyíthetjük. Az utolsó,  $D_{15}$  direktortól kezdve egészen  $D_3$ -ig akárhány direktort elhagyhatunk. Ily módon 8 és 20 között tetszés szerint állapíthatjuk meg az antenna elemeinek a számát. A talpponti ellenállás ez nem befolyásolja; az elhagyott elemek számának megfelelően csökken az antennanyereség és nő a nyílásszög.

### Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 15,5 dB, a hátrasugárzási csillapítás 27 dB, a talpponti ellenállás 240  $\Omega$  (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz  $4\lambda$ , nyílásszög a vízszintes síkban 26°, a függőleges síkban 27°.

Teljesen fémes szerkezeti felépítés a 29.17. ábra szerint, négyzeres reflektor a hátrasugárzási csillapítás növelésére. Az antennaelemek átmérője mindenhol 10 mm  $\pm$  20%, fémtartójuk átmérője 20...30 mm.

A táblázatban minden adat milliméterben értendő.

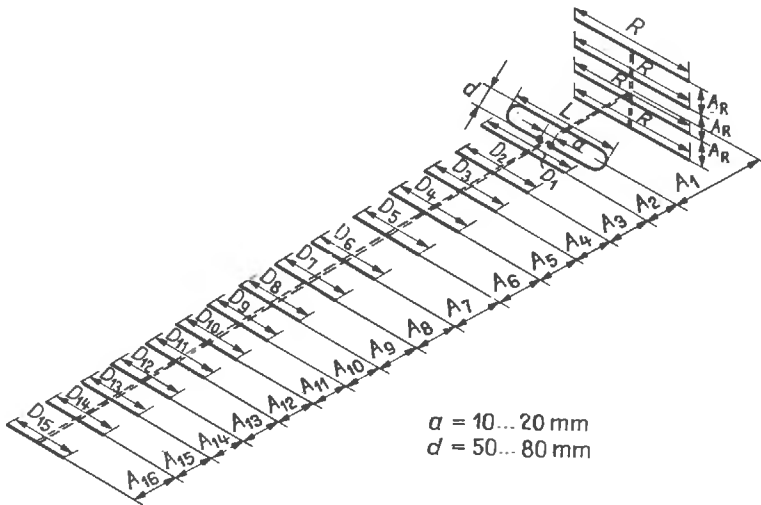
### 29.3.10. Csoportantennák tv-vételre

A méteres hullámú tv-sáv nagyfrekvenciás részében (CCIR-szabvány szerinti III. sávban) nemcsak a Yagi-antennák, hanem a csoportantennák is számításba jönnek. A csoportantennákat egész hullámú dipólusokból állítjuk össze oly módon, hogy a dipólusok mögé egy-egy reflektort — esetleg reflektorfalat — szerelünk (lásd a 23. fejezetben). Keresztsugárzókról van szó, de fázisantennának is nevezzük őket. Főként olyankor alkalmazhatók, amikor nem lehetségesek jelviszaverődések, és amikor nincsen szükség a vízszintes síkban éles nyálábra.

A csoportantennák széles sávúak, úgyhogy több tv-csatorna vételére alkalmasak. A csoportantennák számtalan felépítési lehetőségéből — egyet a 29.18. ábra mutat — a 29.10. táblázatban egy 12-elemes csoport adatait közöljük a CCIR 5...8. és az OIRT 6...9., illetve CCIR 9...12. és OIRT 9...12. csatornacsoportokra. Minden további műszaki részletet értelemszerűen a 23. fejezetből vehetünk.

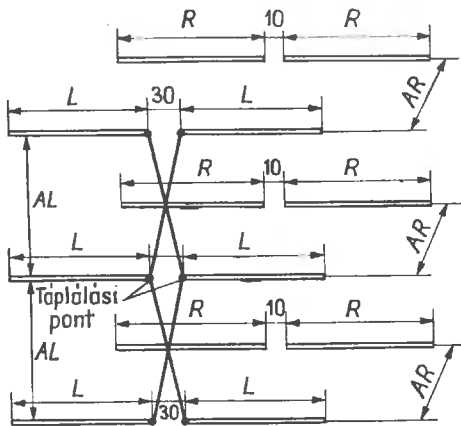
A táblázatban minden méretet milliméterben adunk meg.

Elektromos szempontból kétségtelenül nagy előnyei vannak a csoportantennáknak, meg kell



$a = 10 \dots 20 \text{ mm}$   
 $d = 50 \dots 80 \text{ mm}$

29.17. ábra. Vázlatos rajz a 29.9. táblázat szerinti húszelemes csatornacsoportos Yagi-antenna méretezéséhez



29.18. ábra. Vázlatos rajz a 29.10. táblázat szerinti 12-elemes csoportantenna méretezéséhez

29.10. táblázat. A 29.18. ábra szerinti 12-elemes csoportantenna méretei

	Csatornacsoportok	
	OIRT 6...9.	OIRT 9...11.
	CCIR 5...8.	CCIR 9...12.
L hossz	708	620
R hossz	800	700
A szintek közötti $A_L$ távolság	790	685
A reflektor $A_R$ távolsága	242	210

Minden adat milliméterben értendő.

azonban itt említenünk néhány jelentősebb mechanikai nehézséget is.

A Yagi-antennákhoz hasonló, teljesen fémes szerkezeti felépítés itt nem valósítható meg. Az antennaelemek félrészeit a végükből számított  $\lambda/4$  távolságban levő feszültségminimum helyén kell rögzíteni, de még itt is el kell szigetelni őket a tartószerkezettől. Ezenkívül a csoportantennákat mindig igen nagy felületen veszi igénybe a szélnyomás, úgyhogy nagyon stabil konstrukcióra van szükség. Ezért van az, hogy manapság egyre inkább az emeletes Yagi-antennák és a Yagi-csoportok kerülnek a helyükre.

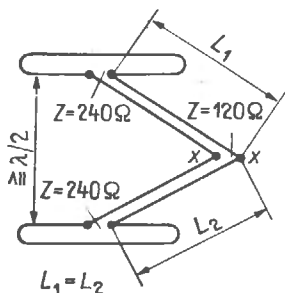
### 29.3.11. Emeletes Yagi-antennák tv-vételre

A csoportantenna előnye, a lapos kisugárzás (a függőleges síkban kis nyílásszög) minden Yagi-antennával is elérhető, ha emeletesen két vagy több szintből tevődik össze a rendszer. Ezáltal a Yagi-antenna egyszerű és teljesen fémes szerkezeti felépítését egyesíteni lehet a csoportantenna lapos sugárzásával, és jó teljesítményű, gazdaságos kombináció jön létre. Az emeletes Yagi-antenna-hoz a csoportantennával ellentétben csak egyetlen függőleges tartóoszlop szükséges, erre lehet rá szerelni az egyes Yagi-szinteket. Ezenkívül nincsen szükség semmilyen szigetelőre.

Ha két vagy több egyforma, egysíkú antennát emeletesen egymás fölé szerelünk, vízszintes polarizációval nyálábolást kapunk a függőleges sík-

ban. A vízszintes síkban nem befolyásolja a nyílászöveget az emeletes elrendezés. Különösen ott ajánlatos az emeletes antenna megépítése, ahol magas helyi zajszintre lehet számítani. A függőleges síkban beszűkített nyílászög következtében egyáltalán nem vagy csak igen nagy csillapítással veszi az antenna az alulról jövő zavar sugárzásokat, például a gyűjtőgyertyák és egyéb szikrázó készülékek és gépek kisugárzását. A függőleges nyalábolásból származó antennanyereség az emeletek számától függ, de az antenraszintek közötti távolság is befolyásolja. A rövid Yagi-antennákból összeállított rendszer szintje közötti keréken  $0,65\lambda$  ugyan az antennanyereség szempontjából legkedvezőbb távolság, és ez esetben 2,7 dB-lel nő meg a nyereség, a gyakorlatban sokszor  $0,5\lambda$  távolságot veszünk, és beérjük 2,4 dB nyereségtöbblettel, mert ezáltal kisebbek a melléknyalábok a sugárzási diagramban, ezenkívül a táplálás szempontjából is előnyösebb elrendezéshez jutunk. A nagyobb méretű, hosszú Yagi-antennák emeletes elrendezésére a függőleges szinttávolság  $= 0,75 \cdot$  antennahossz közelítő szabály érvényes. Az antennahossza hosszirányban legnagyobb méretet, tehát az antennaelemek felerősítésére szolgáló tartócső hosszúságát jelenti.

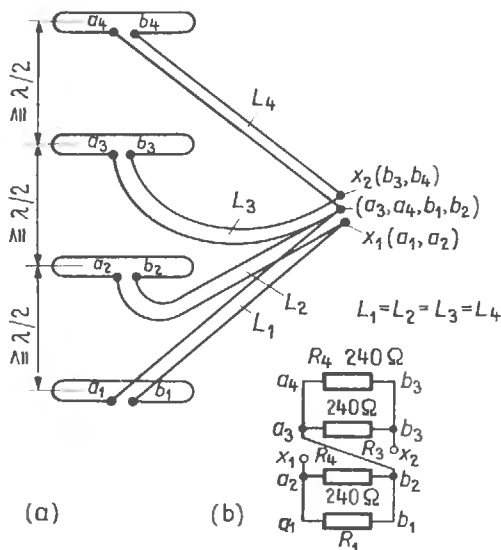
A táblázatban felsorolt, házi eszközökkel elkészíthető Yagi-antennák mindegyikében  $240 \Omega$  a talpponti ellenállás, úgyhogy a szintek közötti távolságtól függő, egyébként azonban tetszés szerinti hosszúságú szimmetrikus,  $240 \Omega$ -os összekötő vezetékkel alkalmazhatunk. E vezetéknek pontosan a geometriai felezőpontjában csatlakoztatjuk a  $240 \Omega$ -os tápvezetékét (29.19. ábra). Minthogy itt párhuzamosan csatlakozik egymáshoz a két antenna  $240 \Omega$ -os talpponti ellenállása, a középső csatlakozási pontban  $120 \Omega$  impedanciát kapunk. Ez azt jelenti, hogy a folytatódó vezetékben  $240 \Omega$  hullámellenállással illesztési hibát



29.19. ábra. Két vízszintes antenásik emeletes elrendezése tetszés szerinti  $\lambda/2$  távolságban (csak a táplált hajlított dipólusokat rajzoltuk meg az ábrán)

követünk el. Az így előidézett feszültségvesztés azonban alig 6% (0,5 dB), vagyis nagyjából ugyanakkora, mint amennyit a transzformációs tag idéző elő. Minthogy a vételben nem észlelhetünk különösebb romlást, és a sávzélesség nem csökken, a tv-műsorok vételére aránylag rövid levezetési antennának nyugodtan ajánlhatjuk ezt az egyszerű, illesztetlen táplálást. A két szintet összekötő szalagvezetékét nem szabad elcsavarni, vagyis a felső szint bal oldali csatlakozását az alsó szint bal oldali csatlakozási pontjával kell összekötni, mert az ellenfázisú gerjesztés egyébként teljesen eltörzitaná a sugárzási diagramot.

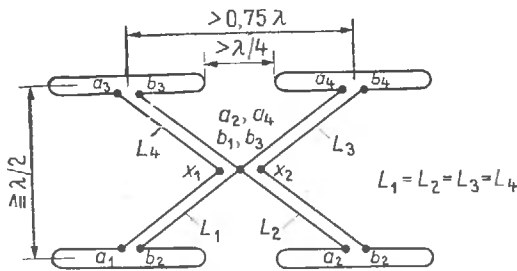
Ha négy egyforma Yagi-antennát akarunk tetszés szerinti szinttávolsággal összekapcsolni, a 29.20.(a) ábrán nagyon egyszerű megoldást kapunk a széles sávú, illesztési hiba nélküli gerjesztésre.



29.20. ábra. Négy antenásik emeletes elrendezése megfelelően illesztett impedanciákkal és helyes fázisú gerjesztéssel:

(a) kapcsolási rajz; (b) helyettesítő kapcsolás

Mint a helyettesítő kapcsoláson látjuk [29.20.(b) ábra], a két felső és a két alsó szint párhuzamosan van kapcsolva. Az így kialakított két csoport sorosan csatlakozik egymáshoz, úgyhogy a Kirchhoff-törvény szerint a középső  $X_1-X_2$  táppontban visszkapjuk az egyes szintek  $240 \Omega$  ellenállását. Ily módon minden illesztési hiba nélkül  $240 \Omega$ -os vezetékkel csatlakozhatunk ehhez a ponthoz. A 29.21. ábrán látható négyes csoportban ezt az elvet követi az impedancia és a fázis szempontjából egyaránt helyes, széles sávú táplálás.



29.21. ábra. Négy egyforma szintből összeállított antennacsoport impedancia- és fázishelyes kapcsolásban

Hogy mindegyik szintet azonos fázisban gerjeszthessük, a következő szabályokat kell pontosan betartanunk:

— Az  $L_1$ – $L_4$  vezetékek egyenlő hosszúak legyenek, egyébként azonban tetszés szerinti lehet a hosszúságuk ( $L_1 = L_2 = L_3 = L_4$ ).

— A vezetékek hullámellenállása egyezzen meg az egyes szintek talpponti ellenállásával. Minthogy pedig az itt ismertetett antennák tápponti ellenállása  $240 \Omega$ , az  $L_1$ – $L_4$  vezetékeket a szokásos  $240 \Omega$ -os kábeltől készítjük el.

— Nagyon ügyeljünk a vezetékek helyes bekötésére, semmiképpen se cseréljük fel az  $a$  és  $b$  végeket (jelöljük meg az ereket!).

A bekötési példák rajzain az áttekintés megkönnyítésére csak a táplált hajlított dipólusokat tüntettük fel.

Ha mégis szükség volna a tápponti ellenállás transzformálására, erre a célra legmegfelelőbb a 6.5. alfejezetben ismertetett negyedhullámú transzformátor vagy a 6.6. alfejezet szerinti negyedhullámú illesztővezeték.

### 29.3.12. Deciméteres hullámú tv-antennák

A tv-műsorok IV/V. (DMH)-sávja a 63 cm-es hullámhossztól lefelé a 38 cm-es hullámhosszig terjed. Ebből az következik, hogy a CCIR szerinti III. sávban (URH) használatos antennaelemek hosszához képest a IV/V. sáv antennaelemei csak mintegy harmadnyi hosszúságúak. Ezért a feszültségfelvétel is körülbelül a harmadrészt teszi ki. Eszerint a IV. sávnak megfelelő antennák kereken 9 dB-lel elmaradnak a III. sávban használatos, egyébként hasonló antennáktól. Ez a körülmény és az a tény is, hogy az UHF (DMH) tartományban már a kisebb akadályok is nagy visszaverődéseket okoznak, majdnem mindig megköveteli az élesen irányhatású, nagy teljesítőképességű antennák

használatát. A hosszú Yagi-antennák általában kielégíthetik ezeket a követelményeket, műszaki és gazdasági okokból ezeket az antennákat kell előnyben részesítenünk.

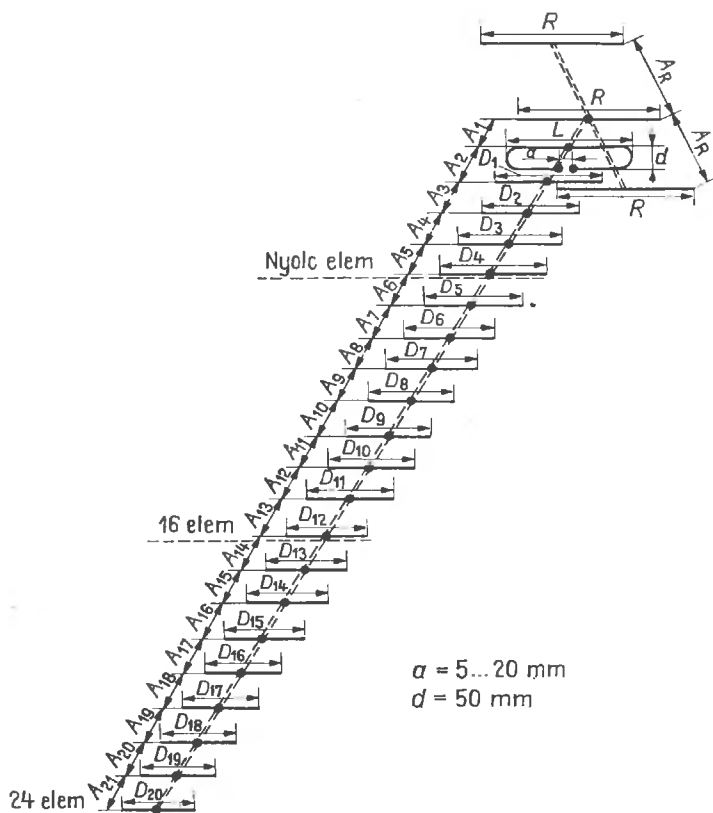
Közben azonban előfordul, hogy a hosszú Yagi-antennák adatlapjain hirdetett és mérésekkel alátámasztott antennanyereség a valóságban nem érhető el. Egyes vételi helyeken az erőter eltorzulásai idézik ezt elő. Meglehetően ugyanis, hogy a hosszú Yagi-antennákon egymáshoz képest eltolódnak a direktorokkal felvett feszültségek, és az eredő feszültség ez esetben nem érheti el az egyenletes térerősségből kivethető maximumot. Ilyenkor vagy rövidebb Yagi-antennákból összeállított emeletes antennát használjunk, vagy pedig térjünk át a kisebb hosszúságú, széles sávú különlegesebb megoldásokra (keresztcsugárzókra). Az utóbbiak mint szoba- vagy mint padlásantennák is megfelelnek.

#### 29.3.12.1. Deciméteres hullámú Yagi-antennák

Szerkezeti felépítésüket tekintve nincs különbség a deciméteres hullámú és a méteres hullámú Yagi-antennák között. Sáv szélességük mindig több szomszédos csatornára terjed ki, és ma már a DMH tartományban olyan Yagi-antennákat is szerkeszthetünk, amelyeknek sávja az egész IV/V. tartományt magába foglalja. Maga az antennanyereség a legnagyobb frekvenciájú csatornától kezdve a kisebb frekvenciák felé kissé csökken.

A deciméteres hullámú Yagi-antennák szerelése során nagyon gondosan ügyeljünk arra, hogy a függőleges antennaelemet most nem szabad az antennaelemek tartójától oldalt egyszerűen az antenna súlypontjában rögzíteni, mint a méteres hullámú Yagi-rendszerekben. Ez a szelelési mód ugyanis jelentős mértékben rontaná az antenna tulajdonságait. Ezért kövessük inkább a gyári kivitelezésű, deciméteres hullámú antennák szerelését. Az utóbbiakban rendszerint az árboc előtt erősítik a reflektor mögé a rövidebb Yagi-elemeket, és a hosszú Yagi-antennákat pedig általában egy keresztartó útján kötik össze az árboccal (24.1. ábra).

A következőkben ismertetendő, 8-, 16- és 24-elemes, deciméteres hullámú Yagi-antennák minden barkácsoló igényét kielégíthetik. Ezek a tetzetős tartományantennák szükség esetén emeletes elrendezésben is megépíthetők. A legnagyobb antennanyereségnek megfelelő optimális szint-távolságot minden változatra megadtuk.



29.22. ábra. Vázlatos rajz a 29.11. táblázat szerinti 8-, 16- és 24-elemes Yagi-antenna méretezéséhez

A nyolcelemes antenna az alapelem ebben a sorozatban. Változatlan alakban használhatjuk fel a 16- és a 24-elemes rendszerben, csak a direktorokat kell a megfelelő számban hozzávenni. A legnagyobb nyereséget mindig a legnagyobb frekvenciájú csatornában (a 39., illetve 59. csatornában) kapjuk meg. A kisebb frekvenciák felé haladva egészen a legkisebb frekvenciájú csatornáig (a 21., illetve 40. csatornáig) folyamatosan csökken az antennanyereség és itt éri el a megadott minimumot.

A nyolcelemes alapantennából nem csak 16- vagy 24-elemes rendszereket építhetünk, hanem a közbenső változatokat is, vagyis a két határ között tetszés szerint állapíthatjuk meg az elemek számát (például 13-ban, 18-ban stb.); az antenna tulajdonságai nem romlanak ettől. Az antenaaadatok a megfelelő közbenső értéket veszik fel, és könnyen becsülhetők.

A következő, 29.11. táblázatban közölt méretek a 29.22. ábrára vonatkoznak.

### 29.3.12.2. Reflektorral elé szerelt, deciméteres hullámú, egészshullámú pillangódipólusok

A tv iránt érdeklődő rádióamatőr igényeinek jól megfelelnek a széles sávú, reflektorfalas antennák, mert egészen laposak, mechanikailag pedig robusztus felépítésűek. Lapos alakjuk miatt különösen jól beválnak mint padlás- vagy szobaantennák, ugyanis a Yagi-megoldások rendszerint túlságosan nehézkesek, terjedelmesek erre a célra.

A 26.2.1. pontban már részletesen ismertettünk a 450...900 MHz frekvenciasávra egy reflektorfallal ellátott, egészshullámú pillangódipólust (lásd a 26.9. és a 26.10. ábrát is). A nagy,  $\alpha = 70^\circ$  szög miatt ennek az aránylag egyszerű antennának megvan az az előnye, hogy igen nagy a sáv szélessége, és az egész IV/V. tv-sávban állandó marad a talpponti ellenállása.

Nagy sáv szélességével a teljes UHF (DMH) tv-tartományát magába foglaló emeletes elrendezést

29.11. táblázat. A 29.22. ábra szerinti 8-, 16- és 24-elemes, deciméteres hullámú Yagi-antennák méretei

Jellemző adatok	8 elemmel	16 elemmel	24 elemmel
Antennanyereség	8,0...9,5 dB	12...13,5 dB	15...17 dB
Hátrasugárzási csillapítás	20 dB	23 dB	27 dB
Nyílásszög			
vízszintesen	45°	33°	22°
függőlegesen	63°	36°	23°
Viszonylagos antennahossz	0,9λ	3,4λ	5,8λ
Optimális távolság a szintek között	70 cm (1,44λ)	97 cm (2,0λ)	140 (2,88λ)
<i>Közös adatok:</i> Teljesen fémes szerkezeti felépítés, háromszoros reflektor. A tápponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus). Minden antennaelem átmérője 9 mm ± 20 %. Az antennaelemek fémtartójának átmérője 20 mm ± 20 %.			
<i>Mechanikai adatok:</i>			
	IV. tv-sáv (21...39. csatornák)	V. tv-sáv (40...59. csatornák)	
A hajlított dipólus <i>L</i> hossza	284	226	
A reflektorok <i>R</i> hossza	349	278	
A direktorok hossza:			
<i>D</i> <sub>1</sub>	212	168	
<i>D</i> <sub>2</sub>	204	162	
<i>D</i> <sub>3</sub> , <i>D</i> <sub>4</sub>	202	160	
<i>D</i> <sub>5</sub> , <i>D</i> <sub>6</sub> , <i>D</i> <sub>7</sub> , <i>D</i> <sub>8</sub>	199	159	
<i>D</i> <sub>9</sub> , <i>D</i> <sub>10</sub> , <i>D</i> <sub>11</sub> , <i>D</i> <sub>12</sub>	197	157	
<i>D</i> <sub>13</sub> , <i>D</i> <sub>14</sub> , <i>D</i> <sub>15</sub> , <i>D</i> <sub>16</sub>	195	155	
<i>D</i> <sub>17</sub> , <i>D</i> <sub>18</sub> , <i>D</i> <sub>19</sub> , <i>D</i> <sub>20</sub>	195	155	
A reflektorok <i>A</i> <sub>R</sub> távolsága	117	94	
Az antennaelemek távolsága:			
<i>A</i> <sub>1</sub>	77	61	
<i>A</i> <sub>2</sub>	22	17	
<i>A</i> <sub>3</sub>	63	51	
<i>A</i> <sub>4</sub>	132	105	
<i>A</i> <sub>5</sub>	139	112	
<i>A</i> <sub>6</sub> – <i>A</i> <sub>21</sub>	149	119	
Minden számadat milliméterben értendő.			

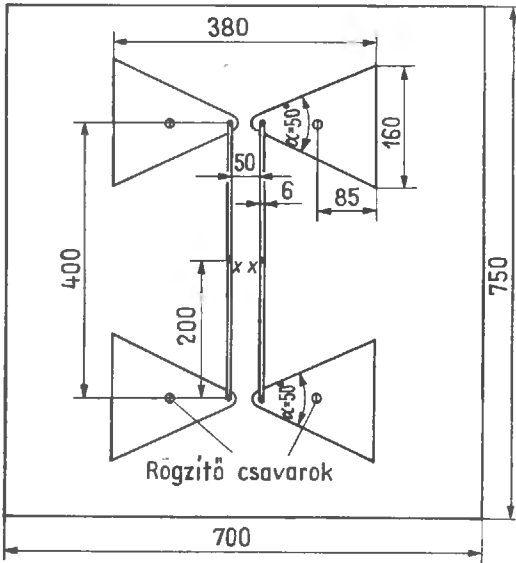
látunk a 29.23. ábrán. Ez esetben a reflektorfaltól 140 mm-re mint dipólusrés helyezkedik el két 50°-os, egészhullámú pillangódipólus. A jobb áttekinthetőség érdekében a reflektorfalból csak a körvonalakat rajzoltuk meg. A reflektorfalak különböző kivitelezési lehetőségeiről és tulajdonságairól a 26.2. alfejezetben olvashat az érdeklődő. A legegyszerűbb és legolcsóbb megoldás egy megfelelően nagy farostlemez, amelyet háztartási alumínium fóliával vonunk be. Az ilyen reflektorfal természetesen csak belsőtéri használatra alkalmas.

A pillangódipólusokat szigetelőanyagból kialakított, 140 mm hosszú köztartó rudak útján erősítjük a reflektorfalhoz. Jó minőségű támszigetelőre

nincs szükség; a 29.23. ábrán feltüntetett felerősítő csavarok helyének betartásával még fémtartókat is minden jelentősebb veszteség nélkül alkalmazhatunk. Ebben az esetben minden antennarészt a reflektorfal révén leföldelünk.

#### *Jellemző adatok (közelítő értékek)*

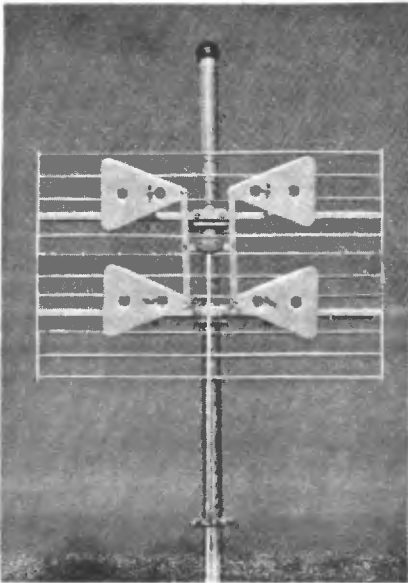
Antennanyereség a 470...790 MHz-es sávban 9 és 12 dB között váltakozik (9 dB 470 MHz-en, 12 dB 790 MHz-en); a hátrasugárzási csillapítás 20 dB-nél nagyobb, a talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), az állóhullámarány  $\leq 1 : 2$ , a nyílásszög a vízszintes síkban 50°, a függőleges sík-



29.23. ábra. Reflektorfal elé szerelt emeletes, egész-hullámú dipólusok a IV/V. tv-sávra (minden adat mm-ben)

ban a frekvenciától függően 40 és 70° között változik.

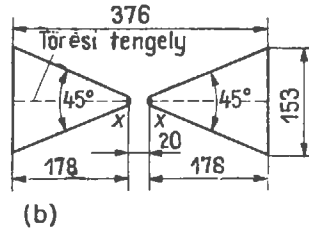
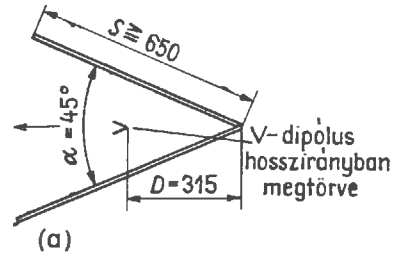
A dipólusok és a reflektorfal közötti távolság 140 mm. További adatokat a 26.2.2. pontbankapunk. A 29.24. ábrán példaként bemutatunk egy ilyen felépítésű gyári antennát (Kathrein).



29.24. ábra. Gyári kivitelezésű, reflektorfalas, széles sávú antenna (Kathrein-gyár)

### 29.3.12.3. Sarokreflektoros antenna a deciméteres hullámú tv-műsorok vételére

Népszerű és jó teljesítőképességű a gyári kivitelezésben is kapható sarokreflektoros antenna (26.14. ábra). Ezt a típust a 26.2.3. pontban már részletesen ismertettük. Egyik széles sávú változatát a 470...790 MHz tartományra a 29.25. ábrán mu-



29.25. ábra. 45° nyílásszögű, sarokreflektoros antenna a IV/V. tv-sávra:

(a) oldalnézet; (b) a pillangódipólus részletrajza (minden adat mm-ben)

tatjuk be. Mechanikai kivitelezésében a 26.13. ábrán látható, axiálisan sarkosított pillangódipólusos antennának felel meg. A sarokreflektor  $L$  szélessége [lásd a 26.12.(b) ábrát] a 29.25. ábrából nem tűnik ki; ennek a méretnek  $\approx 450$  mm-nek kell lennie, a nagyobb értékek növelik a hátrasugárzási csillapítást.

#### Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 10—14,5 dB (frekvenciafüggő)-hátrasugárzási csillapítás  $> 24$  dB, talpponti ellenállás  $240 \Omega$  (szimmetrikus), állóhullámarány 1 : 3. További adatokat a 26.2.3. pontban közlünk róla.

Maga a sarokreflektor  $\alpha = 60^\circ$  nyílásszöggel is elkészíthető, de ez esetben a dipólusnak  $D = 248$  mm távolságban kell lennie, és a szárak hossza  $S \approx 500$  mm lehet. Az ilyen  $60^\circ$ -os változatban azonban 12,5 dB-re korlátozódik az elérhető legnagyobb antennanyereség.



#### 29.3.12.4. További széles sávú, deciméteres hullámú tv-antennák

A 27.1. alfejezetben leírt emeletes V-antenna (27.1. és 27.2. ábra) nagyjából megegyezik (tulajdonságai tekintetében) a reflektorfal elé szerelt emeletes egészhullámú dipólusokkal (29.23. ábra). Mint a 27.2. ábrán látjuk, legalább 9 és legfeljebb 12 dB nyereséggel a IV/V. tv-sávban használható. Ezenkívül ultrarövid hullámon a CCIR frekvenciamodulációs rádióműsorok vételére is alkalmas. Mínt hogy a 87,5...100 MHz tartományban az emeletes V-antenna szögben behajlított egészhullámú antennának felel meg, a vízszintes síkban nagyjából kör alakú a sugárzási diagramja (lásd a 10.31. ábrát). A meglevő kettős száraz jó sáv szélességet eredményeznek, a max. 1 : 3 arányú illesztési hibának nincs különösebb jelentősége a frekvenciamodulációs rádióvételeben. Ezt az antennát a 27.1. ábrán megadott méretekkel kell megépíteni.

A deciméteres hullámú tv-műsorok vételére jól használható a 26.1.3. pontban ismertetett egyszerűített tölcsérsugárzó is. Ezt az antennát a 26.6. ábrán láthatjuk, de ha az ott megadott 2,45 m helyett 1800 mm-re vesszük az oldalak hosszát, a IV. tv-sáv elején (a 21. csatornában) 10 dB nyereségre számíthatunk. A továbbiakban ez a nyereség folyamatosan növekszik, és a sáv nagyfrekvenciás végén (a 60. csatornában) 15 dB-t ér el. Ennek az az előfeltétele, hogy a két dipólusszárny lehetőleg alumínium lemezből készüljön. A dipólusszárny nyílásszöge mindegyik esetben 60°. Az ilyen antennákra egyszerű gyakorlati szabály, hogy a frekvencia kétszeresödésével mindig 6 dB-lel növekszik az antennanyereség.

Egyes különleges esetekben számításba jöhet a 27.6. ábrán látható, deciméteres hullámú rombusz-antenna is. Mint a 27.7. ábrán jól megfigyelhettük, a megadott  $L$  oldalhosszal a deciméteres hullámú tv-tartomány nagyfrekvenciás részében (az 50. csatornában) legnagyobb az antennanyereség. A rombusz viszonylagos oldalhossza itt kerekben 4 $\lambda$ . A diagramok (12.9. és a 27.4. ábra) figyelembevételével tetszés szerinti rombuszantennákat igen egyszerűen szerkeszthetünk meg. Különösen kedvező táplálási viszonyok akkor adódnak, amikor két egyforma, deciméteres hullámú rombuszt emeletszerűen egymás fölött helyezünk el. A IV/V. sávban körülbelül 800 mm lehet a szintek közötti távolság, és az antennák nyereség ily módon kerekben 2,5 dB-lel nő meg. A két szint táppontját egy keresztződés nélküli, párhuzamos huzalokból álló (kö-

rülbelül 500 $\Omega$  hullámenellenállású) vezetékkel kötjük össze. Az összekötővezeték geometriai felezőpontjában 240—300 $\Omega$  hullámenellenállású szimmetrikus tápvezetékkel csatlakozhatunk.

### 29.4. Ultrarövid hullámú rádióműsor vételére alkalmas antennák

A frekvenciamodulációs rádióműsorok különösen jó minőségű átvitelének előfeltétele a megfelelően széles sávú nagyfrekvenciás átviteli csatorna. Ezért kell a frekvenciamodulációs rádióműsorokat méteres hullámokon kisugározni. Nemzetközileg az 1. körzetre az OIRT-szabvány a 66 MHz-től 73 MHz-ig (4,55 m-től 4,11 m-ig), a CCIR-szabvány pedig a 87,5 MHz-től 100 MHz-ig (3,43 m-től 3,00 m-ig) terjedő frekvenciatartományokat írja elő.

Ezek a méteres hullámok a troposzféra útján terjednek, biztonságos hatótávolságuk körülbelül 15%-kal meghaladja az elméletileg lehetséges optikai látástávolságot (lásd a 2.4. alfejezetben). A rendellenesen nagy hatótávolságok a troposzféra útján gyakoriak, az ionoszféra rétegein bekövetkező visszaverődések útján viszont ritkák. Az ultrarövid hullámú műsoradók besugárzási területének megnövelése végett magas helyeken szokás felállítani a rádióállomást, és magas toronyra szerelik rá az adóantennát.

Ultrarövid hullámon a mai műsorvevők olyan kitűnően működnek, hogy kedvező vételi viszonyok között még beépített dipólussal vagy segédantennával is elfogadható minőségben veszik az erős ultrarövid hullámú műsoradókat. Nagyobb igényeket rezonanciára hangolt, ultrarövid hullámú magasantennával lehet kielégíteni. A sztereofonikus adások kifogástalan vételéhez többnyire elengedhetetlen az ilyen antenna, mert a monovételhez képest a sztereovétel nagyobb antennafeszültséget követel meg. A monofonikus frekvenciamodulációs vétel legalább 40 dB  $\mu$ V (= 100  $\mu$ V) szintet igényel, míg a frekvenciamodulációs adások kifogástalan sztereofonikus felvételéhez legalább 50 dB  $\mu$ V ( $\mu$ =316  $\mu$ V) hasznos feszültséget kell szolgáltatnia az antennának.

A frekvenciamodulációs rádióműsorok vételére még elfogadható költségekkel olyan Yagi-antennát lehet építeni, amelynek nyeresége 8 dB-t érhet el. Ez azt jelenti, hogy a frekvenciamodulációs adónak már az egyszerű dipólusban is aránylag nagy

hasznos feszültséget kell létrehozni, hiszen a gyakorlatban egy megfelelően terjedelmes irányhatású antennával legfeljebb mintegy 2,5-szeresére növelhetjük ezt az értéket.

A barkácsolás iránt hajlamot érző amatőrök részére néhány olyan antenna méreteit és műszaki adatait közöljük itt, amelyek jól felhasználhatók az ultrarövid hullámú rádióműsorok vételére. Mindegyik változat teljesen fémes szerkezetű. A 240 Ω nagyságú szimmetrikus tápponti ellenállásra méretezett antennák frekvenciatartománya teljes mértékben felöleli a frekvenciamodulációs műsoradók CCIR és OIRT szerinti tartományait.

Az antennaelemeket 10...30 mm átmérőjű alumínium csőből készítsük el, de ugyanilyen jó eredményekkel használhatunk fel, ha mechanikai szem-

pontból megfelelnek, tömör rudakat vagy tetszés szerinti profilokat és szalagokat is.

A frekvenciamodulációs rádióműsorok vevő-antennái sem mechanikai felépítésükben, sem pedig elektromos adataikban nem különböznek a tv-tartományokban szokásos antennáktól. Különlegesebb megoldásokra általában nincs szükség. Az itt ismertetett antennák mind jó illesztéssel csatlakoztathatók a műsorvevők szabványosított bemeneti impedanciájához, mert talpponti ellenállásuk minden esetben 240 Ω és szimmetrikus. A 29.12. táblázatban felsorolt változatokhoz itt nem adunk szerkezeti vázlatokat, mert a 29.3. alfejezetben, a 29.9...29.13. ábrákon már közöltük a szükséges rajzokat. A jellemző adatokat a 29.3.1...29.3.5. pontokban találja meg az Olvasó.

29.12. táblázat. Az ultrarövid hullámú műsorvevő antennák méretezési adatai az OIRT és a CCIR szerint

	Sáv	66...73 MHz	87,5...100 MHz
Egyeleemes antenna (29.9. ábra) Jellemző adatai a 29.3.1. pontban	<i>L</i> hossz	2075	1470
Kételeemes antenna (29.10. ábra) Jellemző adatai a 29.3.2. pontban	<i>L</i> hossz <i>R</i> hossz <i>A</i> távolság	2020 2250 1220	1420 1600 975
Háromeleemes Yagi-antenna (29.11. ábra) Jellemző adatai a 29.3.3. pontban	<i>L</i> hossz <i>R</i> hossz <i>D</i> hossz <i>A</i> <sub>1</sub> távolság <i>A</i> <sub>2</sub> távolság	2040 2440 1780 640 380	1440 1740 1270 480 280
Négyeleemes Yagi-antenna (29.12. ábra) Jellemző adatai a 29.3.4. pontban.	<i>L</i> hossz <i>R</i> hossz <i>D</i> <sub>1</sub> hossz <i>D</i> <sub>2</sub> hossz <i>A</i> <sub>1</sub> távolság <i>A</i> <sub>2</sub> távolság <i>A</i> <sub>3</sub> távolság	2280 2670 1860 1820 1220 320 980	1580 1850 1280 1250 830 230 690
Hateleemes Yagi-antenna (29.13. ábra) Jellemző adatai a 29.3.5. pontban	<i>L</i> hossz <i>R</i> hossz <i>D</i> <sub>1</sub> hossz <i>D</i> <sub>2</sub> hossz <i>D</i> <sub>3</sub> hossz <i>D</i> <sub>4</sub> hossz <i>A</i> <sub>1</sub> távolság <i>A</i> <sub>2</sub> távolság <i>A</i> <sub>3</sub> távolság <i>A</i> <sub>4</sub> távolság <i>A</i> <sub>5</sub> távolság	2200 2630 1870 1890 1860 1830 1200 295 965 843 920	1580 1900 1350 1365 1345 1320 870 212 705 615 670

Minden számadat milliméterben értendő.

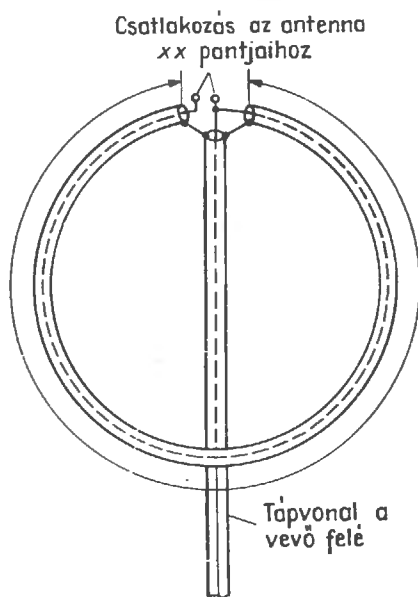
## 29.5. Baluntranszformátor tv-antennákhoz és az ultrarövid hullámú rádióműsorok vevőantennáihoz

Jelenleg az ultrarövid hullámú rádióműsorok és a tv-műsorok vételére gyakorlatilag minden gyári antenna  $240\ \Omega$  nagyságú szimmetrikus csatlakozási ellenállásra készül. Ez a szabály egyébként a barkácsolók részére az ebben a fejezetben ismertetett antennákra is érvényes.

Mint már mondtuk, elektromosan kedvezőbb és tartós használatban gazdaságosabb is koaxiális tápkábelt csatlakoztatni a helyhez kötött antennákhoz. A  $240\ \Omega$  tápponti ellenállású szimmetrikus antennákhoz a legegyszerűbb és a legkisebb veszteségek árán úgy illeszthetünk koaxiális kábelt, hogy beiktatunk egy baluntranszformátort (lásd a 7.5. alfejezetet), vagyis más néven egy kerülőhurokot. Ez a kerülőhurok a szükséges  $4:1$  ( $240\ \Omega : 60\ \Omega$ ) arányban transzformálja az impedanciát, ugyanakkor megfelelő átmenetet létesít a földszimmetrikus antenna és az aszimmetrikus kábel között. Legegyszerűbben a 29.26. ábra szerint egy darab  $60\ \Omega$ -os koaxiális kábeltől készíthetjük el. A hurok  $L$  geometriai hosszát úgy kapjuk meg, hogy a hullámhossz felét megszorozzuk a felhasználandó kábel rövidülési tényezőjével. A szokásos koaxiális kábelek rövidülési tényezője  $0,66$ , a nagy légterű dielektrikummal körülvett (például  $60-7-3$  típusú) koaxiális kábelek viszont a legkisebb veszteségeket idézik elő, ezért körülbelül  $0,77$  nagyságú a rövidülési tényezőjük.

A baluntranszformátor hangolt vezeték ugyan, de aránylag nagy a sávzélessége. Ezért minden tv-sávhoz külön-külön is alkalmazhatunk különösebb hátrányok nélkül egy-egy balunhurokot oly módon, hogy a sáv középső frekvenciájára végezzük el a méretezést. Ugyanígy járhatunk el a deci-

méteres hullámú IV/V. tv-sávban is. Ha a teljes tv-sávnak csak egy meghatározott szakaszán vagy csatornájában akarjuk használni az antennát, a baluntranszformátort e szakasz, illetve csatorna középső frekvenciájára méretezzük (29.26. ábra).



29.26. ábra. Vázlatos rajz a 28.8. táblázat szerinti félhullámú kerülővezelek — baluntranszformátor — méretezéséhez

A 29.13. táblázat minden tv-sávra és az ultrarövid hullámú műsorszóró adókhöz azzal a feltevéssel adja meg a kerülőhurok  $L$  mechanikai vezetékhozzát, hogy a kábel rövidülési tényezője  $0,66$  vagy  $0,77$ .

A táblázatban minden adat milliméterben értendő.

A televízióantennák iránt érdeklődők figyelmét felhívjuk még a Műszaki Könyvkiadó által megjelentetett Nozdovicszky László: Televízióantennák c. könyvére is.

29.13. táblázat. A 29.26. ábra szerinti félhullámú baluntranszformátor  $L$  geometriai hossza tv-antennákhoz és ultrarövid hullámú műsorvevő antennákhoz

OIRT-tv-csatornák												
	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.
$k=0,66$	1980	1650	1270	1150	1055	562	538	515	495	476	460	442
$k=0,77$	2310	1925	1480	1343	1228	656	630	600	578	555	535	515
CCIR-tv-csatornák												
	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	
$k=0,66$	2020	1770	1570	562	541	521	502	485	470	454	440	
$k=0,77$	2355	2065	1835	654	617	604	582	562	539	527	512	
UHF (DMH) tv-csatornák (IV/V. tv-sáv)												
	21...25.	26...30.	31...35.	36...40.	41...45.	46...50.	51...55.	56...60.				
$k=0,66$	202	186	173	162	152	143	135	128				
$k=0,77$	235	221	202	188	177	167	158	149				
URH rádióműsorok vételére												
	OIRT (66...73 MHz)						CCIR (87,5...100 MHz)					
$k=0,66$	1415						1053					
$k=0,77$	1650						1230					
Minden számadat milliméterben értendő.												

## 30.

### A zavaró sugárzások elfojtása

A rádiózavar elhárításáról a Közlekedés- és Postaügyi Miniszter 7/1973. (XII.27.) KPM számú rendelete intézkedik. A rendelet VII. fejezetének 34. §-a a vételzavarokkal foglalkozik, míg a 35. §. a vételzavarok elhárításával.

Vételzavar szóban vagy írásban bármely postahivatalnál, valamint a Műszaki Igazgatóságnál (Budapesten a 224-224 telefonszámon) vagy ennek területileg illetékes zavarvizsgáló üzeménél jelenthető be.

Általában az a gyakorlat, hogy a kivizsgálás előtt a zavarelhárító szolgálat megállapítja, hogy a zavart rádió-vevőberendezés megfelel-e a követelményeknek. Ha a zavart vevőberendezés megfelel az előírásoknak, vagyis kielégíti a rá vonatkozó műszaki követelményeket, akkor intézkedés történik, hogy a rádiózavar tulajdonosa saját költségén szüntesse meg a rádiózavart. Ha a tulajdonos (mármint a zavaró készülék vagy berendezés tulajdonosa) a Posta rádiózavar-elhárítási szolgálatának írásbeli felszólítása ellenére a megadott határidőn belül (általában 2—4 hét) nem tesz eleget zavarelhárítási kötelezettségének, vagy megtagadja azt, a Posta az illető költségén kiküszöbölti vagy kiküszöbölteti a zavarást. A zavarás megszüntetéseig a Magyar Posta üzemén kívül helyezteti és lepecsételtetheti a berendezést.

Megjegyezzük, hogy a hivatkozott rendelet 35. §-nak (2) pontja értelmében a Posta a vételzavar okának felkutatása érdekében bármilyen műszer-vevő készüléket, rádióberendezést és antennát, valamint nagyfrekvenciás jelet vagy mellékhatást keltő berendezést, készüléket, vezetéket vagy egyéb létesítményt (akár energiaellátó berendezést) megvizsgálhat.

Ne forduljunk panasszal a Postához — mert amúgy sem tud segíteni —, ha a zavart vevőberendezés üzemi antennáján  $5 \mu\text{V}$  vagy annál kisebb a zavarófeszültség. Akkor sem ha az  $U_h$  hasznosfeszültség és az  $U_z$  zavarófeszültség aránya nem haladja meg az alább felsorolt értékeket.

— Amplitúdómodulációs rádióműsor és rádiótelefon-szolgálat:

$$\frac{U_h}{U_z} \cong \frac{100}{1} = 40 \text{ dB.}$$

— Frekvenciamodulációs rádióműsor és rádiótelefon-szolgálat:

$$\frac{U_h}{U_z} \cong \frac{10}{1} = 20 \text{ dB.}$$

— Rádiótávíró-szolgálat (beleértve a képtávíró is):

$$\frac{U_h}{U_z} \cong \frac{50}{1} = 34 \text{ dB.}$$

— Tv-szolgálat:

$$\frac{U_h}{U_z} \cong \frac{200}{1} = 46 \text{ dB.}$$

Magyarországon a rádiózavarokra, illetve azok megszüntetésére az idézett rendeletben foglaltakon kívül érvényes előírások, illetve szabványok.

KPMSZ P 260.1-71

Rádiózavarok általános vizsgálati módszerei

KPMSZ P 261.1-71

Rádiózavarszűrők nagyfrekvenciás jellemzőinek vizsgálata

KPMSZ P 263.1.-71	Rádiózavarok mérésére szolgáló műszerek
KPMSZ P 263.1.-71	Rádió és televízió vevőkészülékek
KPMSZ P 263.2.-71	Ipari, tudományos és orvosi nagyfrekvenciás berendezések
KPMSZ P 263.4-	Villamos gyújtású belsőégésű motort tartalmazó berendezések
KPMSZ P 263.5-	Rövid időtartamú rádiózavarok forrását tartalmazó berendezések
KPMSZ P 264.6-	Villanymotort tartalmazó háztartási berendezések
KPMSZ P 264.7-	Villanymotort tartalmazó ipari berendezések

### 30.1. A zavarelhárítás általános szempontjai

A rádióamatőr üzemben tart olyan berendezéseket, amelyek jelentős rádiózavarokat okozhatnak. Ilyen esetben köteles megszüntetni a zavart. *Maga az antenna nem lehet zavarforrás*, mert nem állít elő, csak továbbít elektromágneses rezgéseket. Ez azt jelenti, hogy az antenna vagy tápvezeték csak akkor sugároz ki zavaró rezgéseket, ha az adó ilyeneket szolgáltat. *Minden rádiózavarelhárításnak tehát az alapelve, hogy mindenekelőtt a zavaró sugárzás eredetét kell leküzdeni.*

A rádióamatőrök berendezéseiben elsősorban az oszcillátorok a zavarforrások, mert a kívánt alappfrekvencián kívül — mint ismeretes — egy egész spektrumra való felhullámokat és akaratlan keverési folyamatok révén még mellék hullámokat is kisugároznak. A nagyfrekvenciás erősítő fokozatok és frekvenciasokszorozók, ha nem szakszerűen vannak felépítve és nem tartalmaznak semlegesítő áramköröket, vadrezgéseket is gerjeszhetnek. További rádiózavarok túlvezérlési és egyenirányítási folyamatok révén vagy elektromos szikrázás következtében keletkezhetnek (szikrázás okozza például a billentyűzési zajokat).

A rádiózavarok különböző utakon terjedhetnek. Különösen olyan esetekben, amikor hiányos az adó árnyékolása vagy rossz a földelése, a házi elektromos elosztóhálózat, a földvezeték vagy egyéb vezetékek útján közvetlenül szétterjedhet

a zavaró sugárzás. A legnagyobb hatósugarúak általában az antennaberendezések által kisugárzott zavarok.

Témánknak megfelelően a következőkben csak olyan zavarelhárítási módszereket ismertetünk, amelyeket az antennaberendezésen vagy az adónak közvetlenül a végfokozatán kell alkalmazni. Teljes sikerre azonban csak akkor számíthatunk, ha a zavarok kisugárzásában valóban az antennaberendezésnek van a fő szerepe. A kielégítendő előfeltételek a következők:

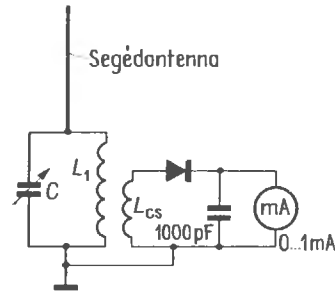
— Az adóberendezés teljes mértékben legyen árnyékolva és kifogástalanul legyen földelve.

— Az adóból kiinduló kezelési vezetékekben és energiabevezető vezetékekben megfelelő fojtótekerceket kell elhelyezni.

— Az adó általános elrendezése feleljen meg a legújabb műszaki ismereteknek.

### 30.2. A rádiózavarok elhárítása

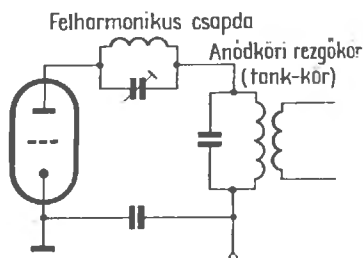
A rádiózavarok elhárítására nincsen egyszerű gyakorlati szabályunk, mert a zavarforrás, az átviteli út és a zavart vevőben megnyilvánuló jelenségek szempontjából nagyon változatos esetekkel van dolgunk. Ezért rendszeresen kell eljárunk, és mindenekelőtt meg kell próbálnunk megállapítani a zavaró frekvenciát és a legnagyobb sugárzás helyét. Jó szolgálatot tesz ebben a 30.1. ábra szerin-



30.1. ábra. Egyszerű indikátor és hullámmérő a zavaró sugárzások kimutatására

ti egyszerű hullámmérő. Az  $L_1-C$  rezgőkörnek át kell fognia a számításba jövő frekvenciartományt és ajánlatos előzőleg durván hitelesíteni egy vizsgáló generátorral. Az  $L_{cs}$  csatoló tekercsben  $L_1$  menetszámának körülbelül egyötödére van szükség; a dióda helyén bármilyen típusú, nagyfrekvenciás egyenirányításra alkalmas germániumdiódát használhatunk.

A rövid (25...30 cm hosszú) segédantennával letapogatjuk az adó végfokozatának környezetét, és közben változtatgatjuk a hullámmérő frekvenciáját. Ha zavaró frekvenciára bukkanunk, összehasonlítjuk a 34.4. táblázat adataival, hogy ily módon megállapíthassuk a megfelelő felhullámot. Azok a zavaró frekvenciák, amelyek nem egyeznek meg az egyik felharmonikuskal sem, többnyire az adófokozat öngerjedéséből származnak, vagy esetleg valamilyen keverési termékek. Az antennáról kisugárzott zavaró frekvenciák minden esetben kimutathatók az adó végfokozatának anódkörében is.

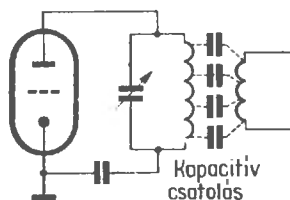


30.2. ábra. Végfokozatban elhelyezett hullámcsapda a felhullámok kiszűrésére

Ha a zavaró frekvencia nem más, mint a hasznos frekvencia valamelyik felharmonikusa, többnyire elegendő a 30.2. ábra szerint egy párhuzamos rezgőkört helyezni el a végfokozat anódkörébe, és a zavaró frekvenciára hangolni. Ezt a rezgőkört először egy grid-dip meter felhasználásával durván beállítjuk, majd üzem közben hangoljuk rá pontosan a legkisebb zavaró sugárzásnak megfelelő értékre. A technikusok frekvenciacsapdának nevezik (angolul: trap) az ilyen rezgőkört, amelyet a zavaró frekvenciára hangoltunk. Az ellenütemi fokozatok mindkét anódkörében el kell helyeznünk egy-egy ilyen csapdát. Ha a zavarást széles sávban vagy több frekvencián sugározza ki az adó, az egyszerű frekvenciacsapdák felmondják a szolgálatot, hiszen mint szelektív rezgőkörök a zavarspektrumnak csak egy nagyon szűk részében állják útját a kisugárzásnak. Ezért manapság már nagyon ritkák.

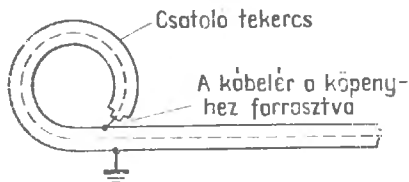
Az adók tank-körében előforduló felhullámok többnyire szándékolatlan kapacitív csatolások útján jutnak ki az antennakörbe, mert a szokásos induktív csatolás — mint a 30.3. ábrán szemléltetjük — egyúttal kapacitív csatolásokat is létrehoz. A kis tekerccskapacitások a hasznos frekvencián többnyire még nagy kapacitív ellenállásokat jelentenek, úgyhogy ilyen körülmények között az

induktív csatolás dominál. A frekvencia növekedésével azonban, mint tudjuk, csökken a kondenzátorok kapacitív ellenállása. Ez azt jelenti, hogy a tank-kör csatoló tekerccsének kis kapacitása a felhullámok nagy frekvenciáin már kényelmes utat létesít az antenna felé.



30.3. ábra. Nem szándékos kapacitív csatolás az antennakör felé

A kapacitív csatolás csökkentésére és ezáltal a hasznos frekvenciához tartozó felharmonikusok kisugárzásának megakadályozására a tank-köri tekerccsnek lehetőleg a hidegvégén kell csatolni az antennát. A tank-köri tekerccsen elhelyezett antennatekerccsnek azt a kivezetését, amely az alatta levő anódköri tekerccs melegpontjának irányába esik, nullapotenciálra kell kötni, vagyis a csatoló tekerccsnek ezt a végét a lehető legrövidebb úton összekötjük az adó szerelvénylapjával. Összekötő vezetéknek különösen jól beválik a kis induktivitású rézszalag. Szimmetrikus link-vezeték esetén leföldeljük a tekerccs középső pontját, a koaxiális kábel aszimmetrikus vezetőket a kábel külső vezetőjén földeljük.



30.4. ábra. A leárnyékolt csatolótekerccs

Ultrarövid hullámon a 30.4. ábra szerinti aszimmetrikus összekötő vezeték csatoló tekerccseit szintén koaxiális kábelből lehet elkészíteni. Az ily módon leárnyékolt csatoló tekerccsel rendkívül kis kapacitású, gyakorlatilag tisztán induktív csatolást kapunk.

A kábel belső vezetőjén az antennához kijutó felharmonikusokat a vezeték mentén beiktatott antennacsatolóval vagy szűrővel aránylag egyszerűen lehet kiszűrni. Ezzel azonban nem akadályozzuk meg azokat a zavaró frekvenciákat, amelyek a kábel külső vezetőjén vándorolnak el az anten-

nához. Az antennakör tisztán induktív csatolásával ezért csak abban az esetben tudjuk hatékonyan elfojtani a felhullámokat, ha az adó gondos leárynkolásával megszüntetjük a szórt csatolásokat, amelyek keresztlül a kábel külső vezetőjére juthatnak a harmonikusok.

A legtöbb antennacsatoló (lásd a 8. fejezetben) megfelelő szelektálással kiegészítve már hatékonyan elfojthatja a felhullámokat. A felharmonikusok és egyéb zavarfrekvenciák kiszűrésére olyan antennaszűrők alkalmasak, amelyek az igényeknek megfelelően egész frekvenciatartományokat képesek lezárni vagy áttereszteni. Az ilyen szűrők jellemző adata az átterestési vagy lezárási tartomány. Az átterestési tartományon belül minden frekvenciát veszteségmentesen kell átvinni a szűrőnek, a zárótartományban viszont semmilyen vagy csak nagyon csekély hatásos teljesítménynek szabad átjutnia a fogyasztóhoz, vagyis e tartomány frekvenciáit el kell zárni az antenna elöl. Az ilyen szűrők áramköri elemeinek nem szabad hatásos teljesítményt fogyasztaniok. Ezt a követelményt ideális esetben tiszta meddőellenállások módjára viselkedő kapacitások és induktivitások elégítik ki, ezért az antennaszűrőket kizárólag csak kapacitásokból és induktivitásokból építjük fel.

Az átterestési tartomány és a zárótartomány közötti átmenetnek ideális esetben ugrásszerűnek kell lennie. Minthogy azonban az áramköri elemek nem teljesen veszteségmentesek, ez az átmenet többé-kevésbé meredeken következik be. A zárótartomány és az átterestési tartomány közötti átmenet frekvenciáját  $f_{kr}$  kritikus frekvenciának vagy határfrekvenciának nevezzük. A kritikus frekvencián a szűrőben egymással egyenlő az induktív és a kapacitív ellenállás.

Minthogy a szűrők illesztett antennavezetékben vannak, ügyelnünk kell arra, hogy ne zavarjuk meg velük az illesztést. A szűrő bemeneti és kimeneti impedanciájának ezért meg kell egyeznie a tápvezeték  $Z_0$  hullámellenállásával. Ügyelnünk kell ezenkívül a szimmetria megtartására is: aszimmetrikus tápvezeték aszimmetrikus felépítésű szűrőt követel meg, míg a földszimmetrikus szűrők szimmetrikus tápvezetékhez valók.

Az alkalmazási célnak megfelelően a következő alaptípusok különböztethetők meg:

- aluláteresztő szűrők;
- feluláteresztő szűrők;
- sáváteresztő szűrők;
- sávzáró szűrők.

A szűrők számításában a következőkben fel-

sorolt, az egész nagyfrekvencia-technikában elvi jelentőségű egyenletekből kell kiindulni:

**Körfrekvencia:**

$$\omega = 2\pi f = 6,28f \quad (30.1)$$

$\pi = 3,14$  (állandó);  $f$  a frekvencia.

**Impedancia:**

(Hullámellenállás)

$$Z \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (30.2)$$

( $L$  az induktivitás,  $C$  a kapacitás).

**Induktancia:**

(Induktív ellenállás, induktív reaktancia)

$$X_L = \omega L. \quad (30.3)$$

**Kapacitancia:**

(Kapacitív ellenállás, kapacitív reaktancia)

$$X_C = \frac{1}{\omega C}. \quad (30.4)$$

**Rezonanciafeltétel:**

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}. \quad (30.5)$$

**Kritikus körfrekvencia:**

$$\omega_{kr} = 2\pi f_{kr}. \quad (30.6)$$

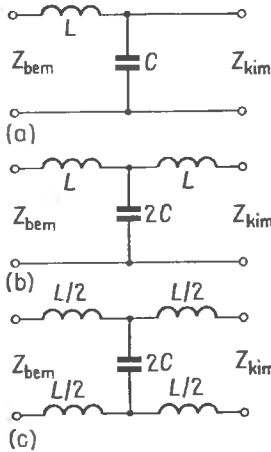
Ezekből az alapegyenletekből vezethetjük le a szűrők egyszerű számítását lehetővé tevő új egyenleteket.

### 30.2.1. Az aluláteresztő szűrő

Az aluláteresztő szűrő egy meghatározott  $f$  határfrekvenciától kezdve minden kisebb frekvenciát szabadon áttereszt (átterestési tartomány), az ennél nagyobb frekvenciákat pedig nem ereszt át (zárótartomány). A legegyszerűbb aluláteresztő szűrő a 30.5.(a) ábra szerinti  $L$  hosszinduktivitásból és  $C$  keresztkapacitásból összeállított aszimmetrikus féltag. Záróhatása többnyire nem elegendő. Ezért gyakoribb az úgynevezett egész tag, amelyet a 30.5.(b) ábrán aszimmetrikus alakban rajzoltunk meg. Ha például  $Z = 60 \Omega$  impedanciára méretezzük, beiktathatjuk egy  $60 \Omega$  hullámimpedanciájú koaxiális tápvezetékbe ( $Z_{bem}$  bemeneti impe-



danciája =  $Z_{kim}$  kimeneti impedanciája = a tápvezeték  $Z_0$  hullámellenállása). Harmadik változata a 30.5.(c) ábrán látható szimmetrikus teljes tag, amelyet a szimmetrikus tápvezetékben (például az ultrarövid hullámú szalagkábeles vezetékben, „tyüklétrákban” stb.) lehet felhasználni.



30.5. ábra. Aluláteresztő szűrők T alakú alapkapsolásban:  
(a) aszimmetrikus féltag; (b) aszimmetrikus egész tag; (c) szimmetrikus teljes tag

Az aluláteresztő szűrők számításához a következő képleteket vezetjük le a (30.1)...(30.6) egyenletekből:

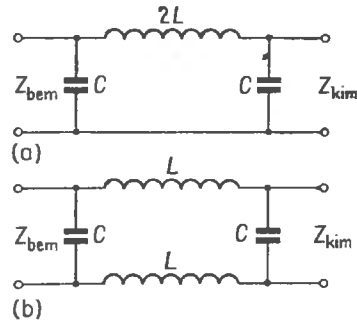
$$L \text{ induktivitás} = \frac{Z}{\omega_{kr}}; \quad (30.7)$$

$$C \text{ kapacitás} = \frac{1}{\omega_{kr}Z} \quad (30.8)$$

( $L$  henryben,  $Z$  ohmban,  $\omega_{kr}$  hertzben,  $C$  faradban értendő).

A T-kapcsolásnál gyakoribb a 30.6. ábra szerinti  $\Pi$  alakú zavarmentesítő aluláteresztő szűrő. Ezt a kapcsolást Collins-szűrő néven ismerik a rádióamatőrök. Ehhez is a (30.7) és a (30.8) képlet alapján számíthatjuk ki  $L$  és  $C$  értékét.

A gyakorlatban kis méretezésbeli különbségek adódnak a T és a  $\Pi$  alakú kapcsolás között. Az aluláteresztő szűrő hullámellenállása az átteresztési sávban valós, de nem állandó. A T-kapcsolásban a határfrekvencia irányában csökken, a  $\Pi$ -kapcsolásban viszont nő. Ezért a T-kapcsolásban a szűrő  $f_{sz}$  névleges impedanciáját valamivel nagyobbra kell venni a  $Z_s$  csatlakozási és lezáróellenállásnál. A  $\Pi$ -kapcsolás ezzel ellentétben valamivel kisebb  $Z_{sz}$  szűrőimpedanciát követel

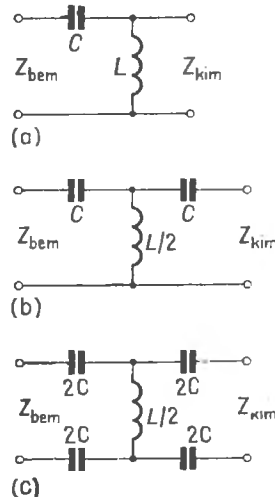


30.6. ábra. Aluláteresztőszűrők  $\Pi$  alakú kapcsolásban:  
(a) aszimmetrikus  $\Pi$ -tag; (b) szimmetrikus  $\Pi$ -tag

meg. Kedvező viszonyokat akkor kapunk, ha a  $Z_{sz}$  szűrőimpedanciát a T-kapcsolásban  $1,25Z_s$  értékűre vesszük, a  $\Pi$ -kapcsolásban pedig úgy méretezzük, hogy  $Z_{sz} = 0,8Z_s$  legyen. Ha például egy  $Z_s = 60 \Omega$  hullámellenállású koaxiális tápkábelbe T-kapcsolású aluláteresztő szűrőt akarunk beiktatni, a szűrő  $Z_{sz}$  impedanciáját  $1,25 \cdot 60 = 75 \Omega$  értékkel kell behelyettesíteni a képletekbe. Ha  $\Pi$ -kapcsolást akarunk ugyanilyen körülmények között alkalmazni,  $Z_{sz} = 0,8 \cdot 60 = 48 \Omega$  értékre van szükségünk.

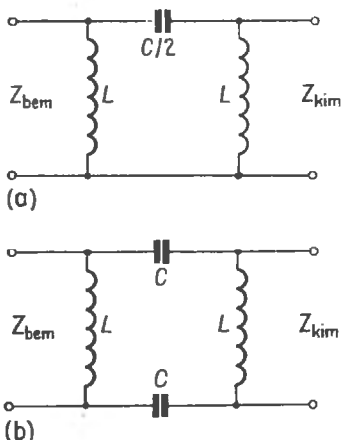
### 30.2.2. A feluláteresztő szűrő

A feluláteresztő szűrő egy meghatározott  $f_{kr}$  határfrekvenciától kezdve minden nagyobb frekvenciát átereszt, a határfrekvenciánál kisebb frek-



30.7. ábra. Feluláteresztő szűrők T alakú alapkapsolásban:  
(a) aszimmetrikus féltag; (b) aszimmetrikus egész tag; (c) szimmetrikus egész tag

venciákat viszont mind lezárja. Az aluláteresztő szűrőtől abban különbözik a kapcsolása, hogy a kapacitást hosszirányban, az induktivitást pedig keresztirányban tartalmazza. Ebben az esetben is különbséget teszünk a T alakú alkapcsolás (30.7. ábra) és a  $\Pi$ -kapcsolás (30.8. ábra) között.



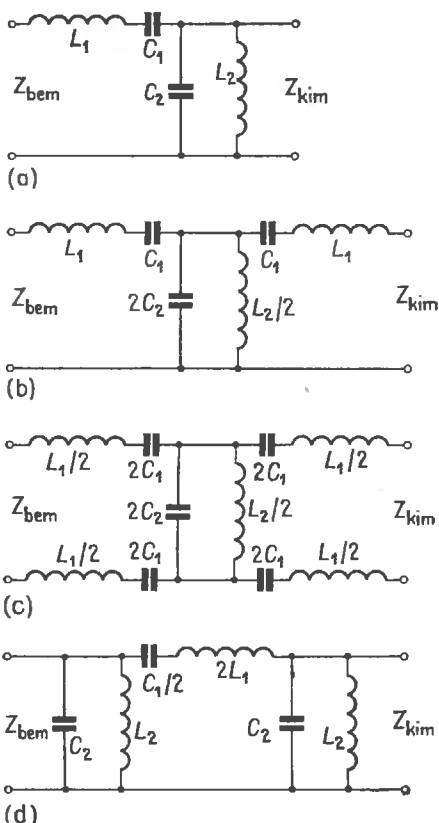
30.8. ábra. Felüláteresztő szűrők  $\Pi$ -kapcsolásban: (a) aszimmetrikus  $\Pi$ -tag; (b) szimmetrikus  $\Pi$ -tag

Az aluláteresztő szűrőre megadott két képlet, nevezetesen az  $L$  induktivitás (30.7) és a  $C$  kapacitás (30.8) kifejezése a felüláteresztő szűrőre is érvényes. Hasonlóképpen a T-kapcsolásban  $Z_{sz} = 1,25Z_g$ , a  $\Pi$ -kapcsolásban pedig  $Z_{sz} = 0,8Z_g$ . Az adók zavarmentesítéséhez felüláteresztő szűrőkre általában nincs szükség. A vevők — főként a tv-vevők — bemenetén gyakran alkalmazunk felüláteresztő szűrőt, hogy távolartsuk az amatőradók által előidézett zavarokat.

### 30.2.3. A sáváteresztő szűrő

Mint a neve is mutatja, a sáváteresztő szűrő egy bizonyos frekvenciasávban átérteszt. Ezt az átértesztési sávot a definiált  $f_{max}$  legnagyobb és  $f_{min}$  legkisebb frekvencia határozza meg.

Az  $f_{max}$  frekvenciánál nagyobb és az  $f_{min}$  frekvenciánál kisebb frekvenciák nem haladhatnak keresztül a szűrőn. Mint a 30.9. ábrán látjuk, a sáváteresztő szűrő hosszirányban egy soros rezgőkörből ( $L_1-C_1$ ), keresztirányban pedig egy párhuzamos rezgőkörből ( $L_2-C_2$ ) áll. Számításához mindenekelőtt meghatározzuk a (30.1) képlet alapján az  $f_{max}$  legnagyobb és az  $f_{min}$  legkisebb frekvenciához tartozó  $\omega_{max}$  és  $\omega_{min}$  körfrekvenciákat, ezen



30.9. ábra. Sáváteresztő szűrők T és  $\Pi$  alakú kapcsolásban:

(a) aszimmetrikus féltag; (b) aszimmetrikus egész tag T alakú kapcsolásban; (c) szimmetrikus teljes tag T alakú kapcsolásban; (d) aszimmetrikus egész tag  $\Pi$  alakú kapcsolásban

kívül  $f_{max}$  és  $f_{min}$  értékéből kiszámítjuk az  $f_k$  közepes rezonanciafrekvenciát (az átértesztési sáv közepét), ebből pedig a (30.1) egyenlet felhasználásával a rezonancia  $\omega_k$  körfrekvenciáját. Miután így módon meghatároztuk  $\omega_{max}$ ,  $\omega_{min}$  és  $\omega_k$  értékét, az áramköri elemek adatait a következő egyenletek felhasználásával számítjuk ki:

$$L_1 = \frac{Z}{\omega_{max} - \omega_{min}}; \quad (30.9)$$

$$L_2 = \frac{Z(\omega_{max} - \omega_{min})}{\omega_k^2}; \quad (30.10)$$

$$C_1 = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\omega_k^2 Z}; \quad (30.11)$$

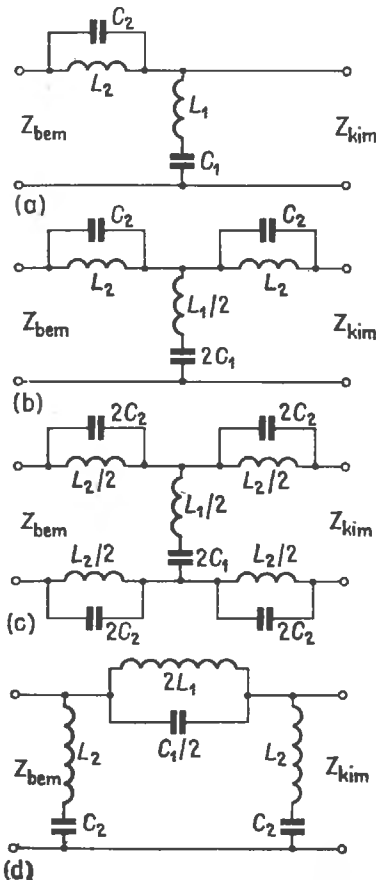
$$C_2 = \frac{1}{Z(\omega_{max} - \omega_{min})}; \quad (30.12)$$

Ezekben a képletekben  $L$  henryben,  $Z$  ohmban,  $\omega$  hertzben,  $C$  pedig faradban értendő.

A fenti egyenletek a 30.9. ábrán felrajzolt, T és  $\Pi$  alakú kapcsolásban megvalósított sáváteresztő szűrőkre vonatkoznak.

### 30.2.4. A sávzáró szűrő

A sávzáró szűrő zárótartományát a definiált  $f_{\max}$  és  $f_{\min}$  frekvenciák határolják. Az  $f_{\max}$  frekvenciánál nagyobb frekvenciákat és az  $f_{\min}$  frekvenciánál kisebb frekvenciákat ez a szűrő mind átereszt. Mint a 30.10. ábrán látjuk, a sávzáró szűrő hosszirányban párhuzamos rezgőköröket, keresztirányban pedig egy soros rezgőkört tartalmaz.



30.10. ábra. Sávzáró szűrők T és  $\Pi$  alakú kapcsolásban:

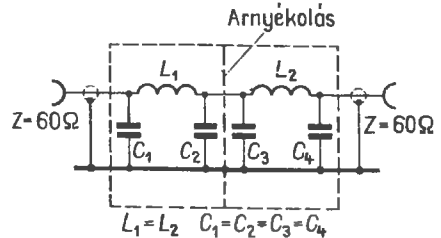
(a) aszimmetrikus féltag; (b) aszimmetrikus egész tag T-alakú kapcsolásban; (c) szimmetrikus teljes tag T alakú kapcsolásban; (d) aszimmetrikus egész tag  $\Pi$  alakú kapcsolásban

A sávzáró szűrő áramkörti elemeire a (30.9)... (30.12) egyenletek érvényesek. Itt is az  $\omega_{\max}$ ,  $\omega_{\min}$ ,  $\omega_k$  frekvenciákat kell behelyettesíteni. Az egész számítást tehát ugyanúgy végezzük el, mint a sáváteresztő szűrőkre, a különbség csak annyi, hogy a soros és a párhuzamos rezgőkörök más elrendezése folytán az áteresztési sáv helyére zárósáv, a zárósáv helyére áteresztési sáv lép.

A sáváteresztő szűrőkre és a sávzáró szűrőkre is érvényes az a szabály, hogy a  $Z_{Sz}$  szűrőimpedancia a T-kapcsolásban  $1,25Z_s$ , a  $\Pi$ -kapcsolásban pedig  $0,8Z_s$ .

### 30.2.5. Gyakorlatilag megvalósított antennaszűrők

Az amatőrgyakorlatban legnépszerűbb hullámcsapda a jól bevált Collins-szűrő. Ez a  $\Pi$ -kapcsolású, egyszerű aluláteresztő szűrő jól méretezve és helyesen beállítva sok esetben kielégítő mértékben nyomja el a felhullámokat. Számítását és beállítását a 8.1.1.1. alpontban ismertettük.



30.11. ábra. Aszimmetrikus kétszeres aluláteresztő szűrő  $\Pi$  alakú kapcsolásban

Különösen olyankor, amikor az adó végerősítő fokozata C-üzemben nagy kimeneti teljesítménnyel és erőteljes kivezérléssel működik, könnyen előfordul, hogy a tápkábelen keresztül egyes felhullámok kijutnak az antennára és onnan az éterbe. Jól illesztett koaxiális kábellel táplált antenna esetén a 30.11. ábra szerint egy aluláteresztő szűrőt iktathatunk be a kábel áramkörébe. Ez a két egyforma, utánhangolás nélküli  $\Pi$ -szűrőből összeállított hullámcsapda a második felharmonikus kereken 30, a haramadikat kereken 48, a negyediket pedig körülbelül 60 dB-lel csillapítja. Elméletileg a felhullámok csillapításának mértéke a felharmonikus rendszámával együtt folyamatosan nő ugyan, a gyakorlatban azonban csak korlátozott mértékben lehet ezt kihasználni, mert a nagyon nagy frekvenciákon már bonyolulttá válik a szűrőelemek viselkedése és huzalozása.

30.1. táblázat. A 30.11. ábra szerinti aluláteresztő szűrők méretezési adatai

Amatőrsáv	$C_1 \dots C_4$	$L_1$ és $L_2$ induktivitása	$L_1$ és $L_2$ tájékoztató adatai		
			tekerescsátmérő	tekerecs hossz	menetszám
m	pF	$\mu\text{H}$	mm	mm	$n$
80	820	2,2	25	50	13
40	390	1,3	25	25	8
20	220	0,57	20	20	7
15	150	0,38	13	18	6
10	100	0,30	13	22	6

A szűrőt minden oldalról zárt fémburával veszük körül. Két részét a burán belül egy árnyékolófallal elválasztjuk egymástól, magát a burát pedig a lehető legrövidebb úton összekötjük az adó végfokozatának nullapotenciáljával. Általában minden egyes amatőrsávra optimálisan méretezünk egy-egy ilyen antennaszűrőt, de elegendő csak azokra a sávokra szorítkozni, amelyeknek bekapcsolásakor rádiózavarokat észlelünk. Az ilyen szűrők átmenőcsillapítása (vagyis az üzemi hullámcsillapítása) kisebb 0,5 dB-nél.

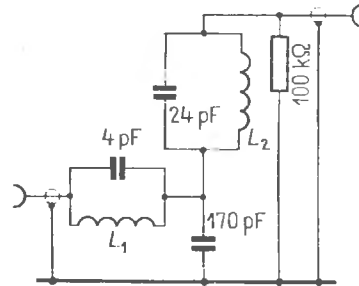
A 30.1. táblázatban közölt kapacitás- és induktivitásértékekkel minden külön beállítás nélkül is működőképes a szűrő.

Minden tekerceszt 2 mm vastag huzalból, tekercestest nélkül készítünk el és a menetek széthúzásával vagy összenyomásával állítunk be a szükséges induktivitásra. Minthogy a rádióamatőrnek általában nincs induktivitásmérő készüléke, egy grid-dip mérő felhasználásával állítjuk be a szűrőket. Ennek elvégzéséhez mindenekelőtt rövidrezárjuk a  $C_2$ ,  $C_3$  kondenzátorokat, vagyis az árnyékolófallon keresztül fűzött összekötő vezetékét egy-egy részalaggal a burára kötjük. Ily módon két, egymástól független ( $L_1-C_1$  és  $L_2-C_2$ ) párhuzamos rezgőkört kapunk. A tekerecs deformálásával mindkét rezgőkört a grid-dip mérővel ráhangoljuk az üzemi frekvenciára. Ezután eltávolítjuk a rövidrezáró részalagokat, és ezzel már üzemkész állapotban van a szűrő.

A kondenzátoroknak kis veszteségűeknek kell lenniök; átütési feszültségükkel kapcsolatban nincsenek különösebb igényeink. Például egy 100 W nagyfrekvenciás teljesítményű adóban kereken 110 V feszültséget kapunk a 60  $\Omega$ -os kábelben, de anódmoduláció esetén a csúcsokban megfelelően megnő ez az érték. Ily módon 100 W teljesítményig megfelelnek a 350 V váltakozófeszültséggel vizsgált kerámia kondenzátorok. Arról azonban ráeg kell győződnünk, hogy állóhullámok nincsenek a

tápvezetéken, vagyis hogy pontos az illesztés, mert egyébként nagy feszültségcsúcsok alakulhatnak ki, és tönkretelhetik a kondenzátorokat.

A 30.12. ábrán bemutatott, kis helyen elférő szűrő a Motorola gyár gépkocsiadóiban használatos, és a 30 MHz alatti amatőrfrekvenciákon mint



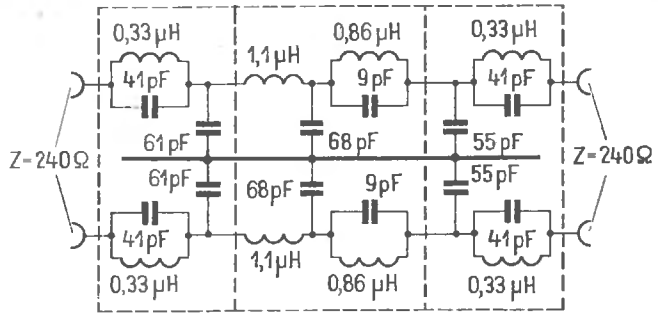
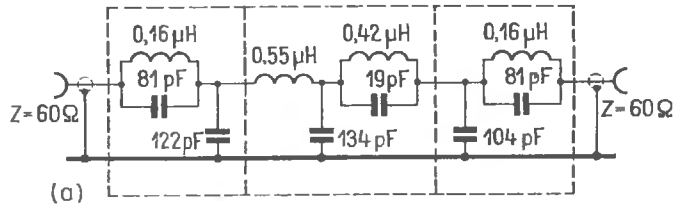
30.12. ábra. Kis helyen elférő aluláteresztő szűrő rövidhullámú adókhoz és kis teljesítményre ( $L_1=L_2=1$  mm-es lakkozott rézhuzalból nyolc menet; 6 mm-es tuskés szoroson egymás mellé tekerceszt menetekkel)

aluláteresztő szűrő alkalmazható. A két tag között itt nincs árnyékolás, és hogy  $L_1$  és  $L_2$  ne befolyásolhassa egymást, tengelyeik 90°-os szöveget zárnak be egymással, amit egyébként az ábrán is jól láthatunk. A 100 k $\Omega$ -os, 0,5 W-os ellenállás feladata mozgóüzemben a sztatikus antennatöltések leveletése. A térbelileg kis szűrőt a rövidhullámú adón belül egy árnyékolódobozban lehet elhelyezni.

A felhullámok elfojtása szempontjából nagyobb igényeket elégít ki a 30.13. ábrán látható háromszoros aluláteresztő szűrő. A 30.13.(a) ábra szerinti aszimmetrikus változat a 60  $\Omega$ -os koaxiális tápvezetékbe iktatható be, a 30.13.(b) ábra szerinti változat pedig 240  $\Omega$ -os szimmetrikus vezetékhez alkalmazható. Ezeket a szűrőket egy minden oldalról zárt, háromrekeszes árnyékolódobozban kell elhelyezni. A zárótartomány 35 MHz-nél kezdődik, úgyhogy a tv-sávokban és az ultrarövid hullámú rádióműsorok sávjában minden zavart

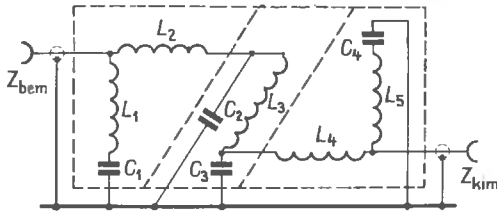
**30.13. ábra.** Meredekített jelleggörbéjű háromszoros aluláteresztő szűrő; zárási tartomány 35 MHz-től:

(a) aszimmetrikus változat 60 Ω-os koaxiális kábelhez; (b) szimmetrikus szűrő 240 Ω-os szalagvezetékhez



elnyom. A felhullámok elfojtása a teljes zárótartomány mentén körülbelül 60...70 dB. Ezek a szűrők minden olyan rövidhullámú adóhoz felhasználhatók, amelynek üzemi frekvenciája 30 MHz alatt van.

Hasonló szűrőkapcsolást látunk a 30.14. ábrán is. Szintén egy három árnyékolórékeszben elhelyezett háromszoros aluláteresztő szűrőről van szó.



**30.14. ábra.** Aszimmetrikus hármas aluláteresztő szűrő 35 MHz-nél kezdődő zárótartomány megvalósítására

Míg azonban a 30.13. ábra szerinti szűrő hosszirányban párhuzamos rezgőköröket tartalmaz, a 30.14. ábrán keresztirányban soros rezgőkörök vannak. A rezgőkörökre azért van szükség, hogy a zárótartományban meredekebben növekedjék a csillapítás. A hosszirányban elhelyezett párhuzamos rezgőkörök elzárják az utat a rezonanciafrekvencián, vagyis nem eresztik át a rezonanciafrekvenciát. A keresztirányban elhelyezett soros rezgőkörök átvezetnek, ezért szívóköröknek nevezzük őket. Áteresztik rezonanciafrekvenciájukat, tehát levezetik nullapotenciálra az ilyen frekvenciájú áramokat, minden más frekvenciának viszont útját állják. A gyakorlatban tehát ugyanazt a hatást fejtik ki a rezgőkörök. A 30.2. táblázatban közöljük a 30.14. ábra szerinti szűrő méretezési adatait, és megadjuk a még magyarázatra szoruló kiegyenlítő frekvenciákat is. Ezek az ada-

**30.2. táblázat.** A 30.14. ábra szerinti aluláteresztő szűrő méretezési adatai és hangolási frekvenciái

	$Z = Z_{bem} = Z_{kim}$ szűrőimpedancia		
	52 Ω	60 Ω	75 Ω
$C_1$ és $C_4$ kapacitás	50 pF	46 pF	35 pF
$C_2$ és $C_3$ kapacitás	170 pF	150 pF	120 pF
$L_2$ és $L_5$ tekercselése	5 menet	$5\frac{1}{2}$ menet	6 menet
$L_3$ tekercselése	8 menet	9 menet	11 menet
$L_4$ tekercselése	9 menet	$10\frac{1}{2}$ menet	13 menet
$f_{kr}$ zárófrekvencia	36 MHz	36 MHz	36 MHz
$f_1$	44,4 MHz	45,5 MHz	47 MHz
$f_2$	25,5 MHz	25,4 MHz	25,2 MHz
$f_3$	32,5 MHz	32,2 MHz	31,8 MHz

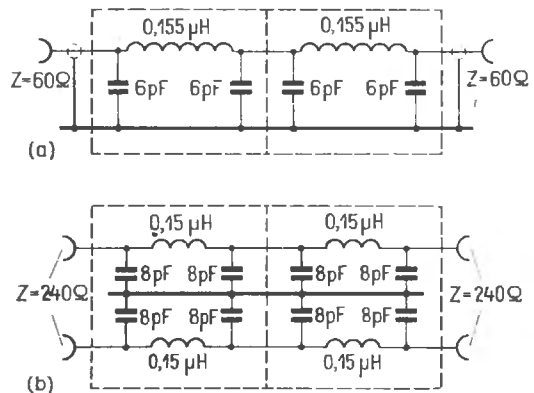
tok a szokásos 52, 60 és 75 Ω kábelimpedanciák-  
nak felelnek meg.

Mindegyik tekercs 1,5...2,0 mm vastag lakkozott rézhuzalból készült. 11 mm átmérőjű tüskére tekercseljük őket, úgyhogy a tüske kihúzása után a tekercsek belső átmérője 12...13 mm.

A szűrők kifogástalan beállításához egy 20...50 MHz mérési tartományú grid-dip mérő szükséges. Először kivesszük a szűrőből az  $L_2$  és az  $L_4$  tekercset, a  $Z_c$  és  $Z_d$  csatlakozó hüvelyeket testeljük (összekötjük az árnyékolással). Ily módon most három, egymástól független párhuzamos rezgőkör jött létre:  $L_1-C_1$ ,  $L_5-C_4$  és  $L_3-C_2-C_3$ . Az  $L_1$  tekercs összenyomásával vagy széthúzásával most a 30.2. táblázatban közölt  $f_1$  frekvenciára hangoljuk az  $L_1-C_1$  rezgőkört (grid dip mérővel). Ugyanígy járunk el az  $L_5-C_4$  rezgőkörrel is. Ezután az  $L_3$  tekercs deformálásával beállítjuk az  $f_2$  frekvenciára az  $L_3-C_2-C_3$  rezgőkört. Utána óvatosan leforrasztjuk a már beállított  $L_3$  tekercset, de ügyeljünk, hogy mechanikailag semmi se változzék meg rajta. Ezzel egyidejűleg eltávolítjuk a bemeneti és a kimeneti csatlakozó hüvelyről a rövidrezáró vezetékét, majd beforrasztjuk az  $L_2$ ,  $L_4$  tekercset.

Most az  $L_2$  tekercset változtatgatjuk mechanikailag úgy, hogy a  $C_1-L_1-L_2-C_2$  áramkör teljes egészére  $f_3$  rezonanciafrekvenciát mutasson a grid-dip mérő. E beállítás során az  $L$  tekercsnek már nem szabad megváltoznia. Ugyanígy járunk el az  $L_4$  tekercssel, és most a  $C_4-L_5-L_4-C_3$  áramkört állítjuk be az  $f_3$  frekvenciára. Ezután a már beállított  $L_3$  tekercset óvatosan visszaforrasztjuk, és ezzel készen is vagyunk; a szűrő működésképes állapotba került. Ajánlatos azonban még egy általános ellenőrző vizsgálatot végezni a grid dip mérő alapján. Minden egyes tekercsen ( $L_1-L_5$ ) rezonanciaként jelentkeznie kell a körülbelül 36 MHz-es  $f_{kr}$  zárófrekvenciának.

A 2 m-es adók végfokozatával előállított felhullámok a 288...292, 432...438, 576...584 MHz stb. sávokba esnek. Ezek szerint a IV/V. frekvenciasávcsatornáiban (a 34—35. és az 52—53. csatornáknban) lehetnének zavarok. A valóságban azonban a végfokozat előtti frekvenciasokszorozók, sajnos, nemcsak a szükséges felharmonikusokat állítják elő, hanem a nemkívánatos felhullámok sokaságát is, és a végfokozat ezeket is elősegítheti, sokszorosíthatja, keverheti. Ezért a III. tv-sávba eső zavaró felhullámok kiküszöbölésére sokszor a 2 m-es adókat is el kell látni szűrővel. A 30.15. ábrán aszimmetrikus és szimmetrikus



30.15. ábra. Π-kapcsolású aluláteresztő szűrő 2 m-es adóhoz:

(a) aszimmetrikus szűrő 60 Ω-os koaxiális kábelhez; (b) szimmetrikus szűrő 240 Ω-ra

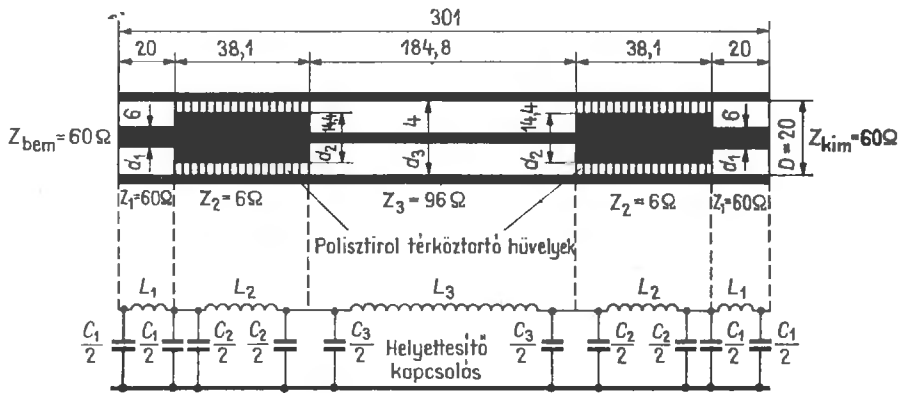
változatban kétágú aluláteresztő szűrőket mutatunk be a 2 m-es adókhoz, és a számadatokat is feltüntettük a rajzon. Megfelelő méretezéssel a 30.14. ábra szerinti háromszoros aluláteresztő szűrő kapcsolása is felhasználható. A 30.2. táblázat alapján erre vonatkozólag a következő adatokat kapjuk:

$$C_1 = C_4 = 10 \text{ pF}; C_2 = C_3 = 40 \text{ pF}.$$

$$L_1 = L_5 = 3 \text{ menet}; L_2 = L_4 = 2 \text{ menet}; L_3 = 5 \text{ menet}.$$

A tekercsek 1 mm vastag, lakkozott rézhuzalból, 6 mm-es tüskén készíthetők el. Ugyanígy állítjuk be őket, mint ahogyan a rövidhullámú változatra vonatkozólag már elmondtuk, de most a következők a frekvenciaértékek:  $f_{kr} = 160$  MHz zárófrekvencia;  $f_1 = 200$  MHz;  $f_2 = 112$  MHz;  $f_3 = 144$  MHz. A 2 m-es adók esetleg nemcsak a tv-vételt zavarják, hanem a méteres és deciméteres hullámokon működő egyéb fontos rádiószolgáltatásokat is. Indokoltak tehát az ultrarövid hullámú adók melléksugárzására vonatkozó szigorú előírások. A létrehozott felhullámok ezenkívül meghamisítják a visszaverődés-mérőn leolvasható eredményt, és az átmenet teljesítmény mérése során megnövelik az alaphullámon mért teljesítményt, mert a műszer beleméri az alaphullámba a felhullámok összegét is.

A méteres hullámokra koncentrált áramköri elemekből (tekercsekből és kondenzátorokból) összeállított hagyományos felhullámszűrők nem mindig hozzák meg a teljes sikert, mert nagy frekvenciákon már nagyon zavaróak a tekercsek saját rezonanciái és a huzalozási induktivitások. Ezen-



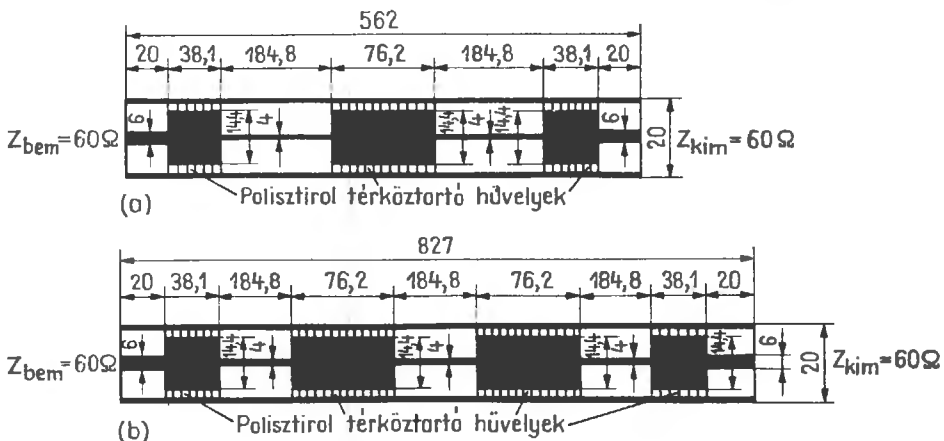
30.16. ábra. Koaxiális aluláteresztő szűrő 2 m-es adóhoz DJ 3 QC szerint és helyettesítő kapcsolási rajza (adatok mm-ben; nem léptékhű rajz)

kívül az amatőrök eszközeivel aligha lehet pontosan beállítani a méteres hullámokra szánt szűrőket. Megszűnnek azonban ezek a nehézségek, ha a méteres és deciméteres hullámokra koaxiális szűrőket állítunk össze. Ilyen aluláteresztő szűrőket vezetékdarabokból a 2 m-es adóhához legelőször DJ 3 QC szerkesztett meg és írt le. A szűrők előállítására bizonyos mechanikai ráfordítást tesz szükségessé, méreteik azonban nagyon kicsinyek, záróhatásuk kitűnő, beállításuk felesleges.

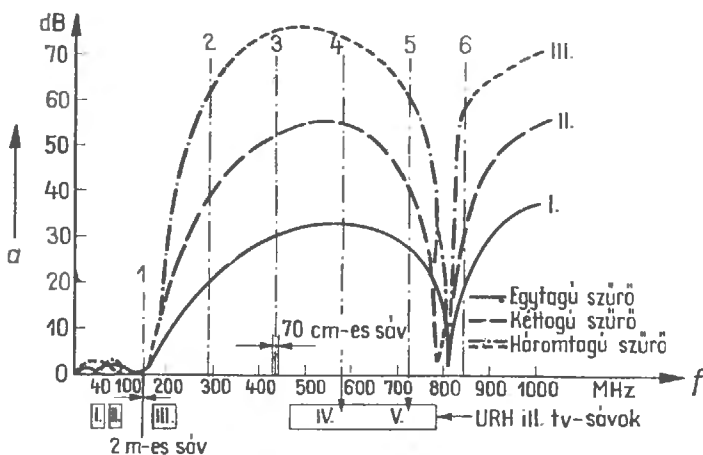
DJ 3 QC szerint egy egyszerű koaxiális aluláteresztő szűrő metszeti rajzban a 30.16. ábrának felel meg. A külső vezető egy 301 mm hosszú és 20 mm belső átmérőjű sárgaréz cső vagy rézcső. A fémes belső vezető különböző átmérőjű szakaszokra oszlik fel. A két, 38,1 mm hosszú és 14,4 mm átmérőjű szakaszt valamilyen megfelelő szigetelő-

hüvellyel kell bevonni, hogy egyrészt stabil mechanikai tartást kapjon a belső vezető a külső csőben, másrészt hogy dielektrikumként is hasson. Az eredeti változat teflonhüvelyt tartalmazott, de más, kiváló minőségű műanyagok is megfelelnek, például trolitul, polietilén vagy polisztirol. A szűrő mindkét végén megfelelő 60 Ω-os koaxiális csatlakozó is van, ezek azonban a 30.16. ábrán nem láthatók.

A 30.16. ábrán bemutatjuk a szűrő teljes helyettesítő kapcsolását is. Itt azt is figyelembe vettük, hogy minden vezetékdarab már önmagában is tagnak tekinthető. Minden induktivitás és kapacitás ez esetben frekvenciafüggetlen mennyiség. A szűrő számításához a pontos helyettesítő kapcsolást kell alapul venni. Ezt az egyszerű, de roppant időtrábló kapcsolást csak komputerrel



30.17. ábra. Többtagú aluláteresztő szűrő DJ 3 QC szerint: (a) koaxiális kettős  $\Pi$ -szűrő; (b) koaxiális hármas  $\Pi$ -szűrő (mérték mm-ben, nem mérhető rajz)



30.18. ábra. A 145 MHz határfrekvenciára méretezett, egy- és többtagú koaxiális aluláteresztő szűrőkön mért csillapításértékek (az UKW-Berichte alapján)

enet megfelelően kézben tartani. A DJ 3 QC által kiszámított méretekkel az optimális értékeket kapjuk meg.

A 30.16. ábra szerinti egytagú szűrő csillapítási görbéjén már a III. tv-sávban is 8 dB körüli értéket kapunk, a 2. felharmonikuson (290 MHz-en) 20,5 dB a csillapítás, a 4. felharmonikuson pedig 33 dB-lel elérjük az első csillapításmaximumot. A csillapításra további mért értékeket a 30.18. ábráról olvashatunk le. Az átmenőcsillapítás 145 MHz-en 0,1 dB alatt van.

Mint a 30.17. ábrán láthatjuk, több alapszűrőt sorba is kapcsolhatunk. Ez esetben a középső, 38,1 mm hosszú, 6Ω-os vezetékdarabokat egy két-Π-szeres hosszúságú (72,6 mm-es) átmenő vezetékdarabbá fogjuk össze. A többtagú szűrőben megfelelő mértékben megnő a felhullámok csillapítása, meredekebbé válik a görbe.

A 30.17.(a) ábrán megadjuk egy kétszeres Π-szűrő méreteit, a 30.17.(b) ábrán egy háromszoros szűrőt mutatunk be. A különböző kivitelezésű szűrőkről felvett csillapításgörbéket a 30.18. ábrán közöljük. Mint látjuk, a 144 MHz-nél kisebb frekvenciákon is van bizonyos csillapítás. Ebből az következik, hogy az ebbe a tartományba eső 48 MHz, 72 MHz stb. mellékfrekvenciákat kissé elnyomjuk. A IV/V. tv-tartományon belül azokban a csatornáknak, amelyeket leginkább veszélyeztetnek a 2 m-es adók negyedik és ötödik felharmonikusai, igen nagy a csillapítás.

Ugyanígyen szűrőket a 70 cm-es amatőradókhoz is készíthetünk egyszerűen úgy, hogy a megadott hossz méreteket 3-mal osztjuk. Az irodalomban megtalálhatjuk a részletes mechanikai adatokat és

szerkezeti rajzokat erről a kitűnő koaxiális szűrőről.

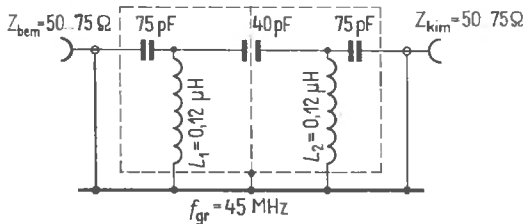
A szűrőt teljes mértékben csak akkor tudjuk kihasználni, ha  $Z_{bem}$  bemeneti ellenállását és  $Z_{kimenet}$  kimeneti ellenállását pontosan illesztjük a csatlakozó adóhoz, illetve tápvezetékhez. Ez egyúttal azt is jelenti, hogy az antennát be kell hangolni a megfelelő frekvenciára és illeszteni a tápvezetékhez. A tápvezeték mentén megjelenő állóhullámok, mint tudjuk, rontják az illesztést és ezáltal károsan befolyásolják a szóróhatást. A sugárzók fajtáinak és táplálásuknak ismeretése során már utaltunk arra, hogy a különböző antennák különbözőképpen hajlamosak a zavaró frekvenciák kisugárzására. Elvileg a kis ellenállású, pontosan illesztett tápvezetékkel működő antennák idézik elő a legkisebb zavaró sugárzást. A pontos illesztéshez tartozik a szimmetria megtartása is, vagyis az, hogy például a koaxiális kábelt csak valamilyen szimmetriaátalakító közbeiktatásával szabad szimmetrikus antennához csatlakoztatni.

Az adó oldalán végrehajtott minden zavarelhárítás ellenére is előfordulhatnak zavarok sok vevőben, olyanok, amelyeket csak a zavart vevőben lehet megszüntetni. A zavarok okát többnyire nem valamilyen hibás adóban, hanem a vevő műszaki hiányosságaiban kell keresni. A legtöbb esetben nem eléggé szelektív a bemenet, úgyhogy az amatőradó erős üzemi hulláma behatol a vevőbe, és különböző zavarási hatásokat idéz elő benne. Például többé-kevésbé lerontja a vevő érzékenységét, esetleg teljesen lezárja a bemenetet. Ezenkívül zavaró keverési folyamatok és egyenirányítási jelenségek következnek be, különböző zavaró hatá-



sokat idéznek elő aszerint, hogy milyen helyeken alakulnak ki, sőt még a kisfrekvenciás erősítő fokozatokban is érvényesülhetnek. Ha az adó sugárzása a vevőantennán keresztül jut be az ultrarövid hullámú rádióvevőbe vagy a tv-vevőbe, a zavart vevő antennahüvelyébe beiktatott felüláteresztő szűrő majdnem mindig segít a bajon. Ugyanezt elméletileg egy zárókörrel vagy szívókörrel is elérhetjük, ha az adó frekvenciájára méretezzük, csak hogy az adófrekvencia megváltozásakor ki kellene cserélni vagy át kellene kapcsolni a rezgőköröket. Ezért előnyösebb a rövidhullámú amatőrsávok minden frekvenciáján egyaránt hatásos felüláteresztő szűrő.

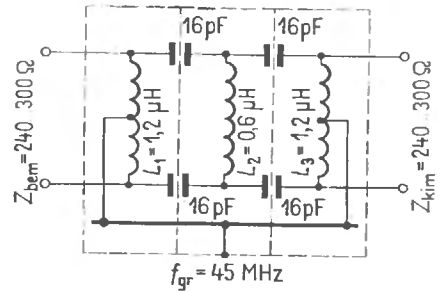
Megfelelő felüláteresztő szűrőket a (30.1)... (30.8) képletek szerint méretezhetünk, és az  $f$  határfrekvenciát célszerűen 35...45 MHz-re vehetjük. Az ilyen vevőszűrők hatékonysága a tv-vevőkre és az ultrarövid hullámú rádióműsorok vevőire szorítkozik. A 45 MHz határfrekvenciára egy felüláteresztő szűrőt kipróbált adataival együtt a 30.19. ábrán mutatunk be. Az 50...75  $\Omega$  hullámellenállású koaxiális antennalevezető kábeleken használhatjuk fel.



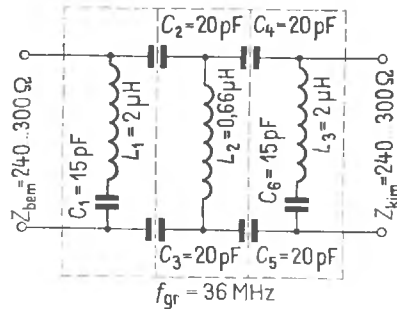
30.19. ábra. Aszimmetrikus felüláteresztő szűrő koaxiális kábelrel csatlakozó tv-vevőhöz. *Tekercselési adatok:* az  $L_1$  és az  $L_2$  tekercs 1 mm-es lakkozott rézhuzalból, 6 mm-es hengeres tekercstesten hét-hét menettel készült, a tekercselési hossz kb. 12 mm

Egy másik felüláteresztő szűrőt 240...300  $\Omega$  hullámellenállású szimmetrikus, ultrarövid hullámú szalagkábelekhez a 30.20. ábrán láthatunk. Ebben is 45 MHz a határfrekvencia. Az előírt árnyékolódobozt rézzel bevont, nyomtatott áramköri lemezekből forraszthatjuk össze. A többnyire univerzális táplálású tv-vevőkben sehol sem szabad fémesen közvetlenül összekötni a szűrőt a készülék szerelvénylapjával. Ezért mindig egy biztonságos, körülbelül 1000 pF kapacitású elválasztó kondenzátoron keresztül csatlakoztatjuk a szűrő földelőpontját a szerelvénylaphoz.

Egy meredeken növekvő csillapítású és 33 MHz határfrekvenciájú felüláteresztő szűrőt láthatunk

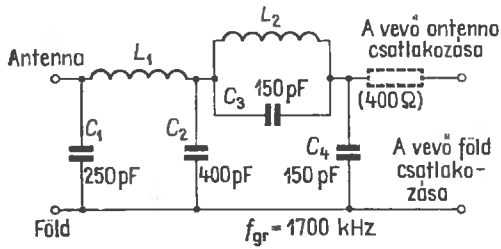


30.20. ábra. Szimmetrikus felüláteresztő szűrő szalagkábelrel csatlakozó tv-vevőhöz. *Tekercselési adatok:* az  $L_1$  és az  $L_2$  tekercs 0,5 mm-es lakkozott rézhuzalból, 6 mm-es hengeres tekercstesten 17—17 menettel készült. Szorosan egymás mellé tekercselt menetek, középleágzás; az  $L_2$  tekercs 0,5 mm-es lakkozott rézhuzalból, 6 mm-es hengeres tekercstesten 12 menettel, szorosan egymás mellé tekercselt menetek



30.21. ábra. Meredekített jelleggörbéjű felüláteresztő szűrő szalagkábelrel csatlakozó tv-vevőhöz. *Tekercselési adatok:*  $L_1$  és  $L_3$  0,32 mm-es lakkozott rézhuzalból, 6 mm-es hengeres tekercstesten 24—24 menet, a tekercshossz kb. 15 mm;  $L_2$  0,32 mm-es lakkozott rézhuzalból 6 mm-es tekercstesten 14 menet, a tekercs hossza kb. 15 mm

a 30.21. ábrán. Ez a szűrő is a vevőkön szokásos szimmetrikus, 240...300  $\Omega$  csatlakozási ellenállásnak felel meg. A tekercsek adatai csak közelítő értékek, a behangolás során állíthatjuk be a szükséges induktivitást. Ha az  $L_1$  és  $C_1$ , továbbá az  $L_3$  és  $C_3$  áramköri elemekből két párhuzamos rezgőkört állítunk össze, a grid-dip mérővel mindig 29 MHz rezonanciafrekvenciát kell kapnunk. A még beépítetlen  $L_2$  tekercset egy 100 pF-os kondenzátorral szintén párhuzamos rezgőkörre egészítjük ki, majd 20 MHz-re állítjuk be a rezonanciafrekvenciát. Az ily módon beállított tekercset lelakozzuk és beépítjük. Ha a műsorvevőt az amatőrvévő alaphulláma középhullámon vagy hosszuhullámon zavarja, felüláteresztő szűrőkkel nem sokra megyünk, úgyhogy itt aluláteresztő szűrőre



**30.22. ábra.** Aluláteresztő szűrő rövidhullámú rész nélküli amplitúdómodulációs műsorvevőhöz. *Tekercselési adatok:*  $L_1=0,65$  mm-es, lakk- és selyemszigetelésű rézhuzalból, 38 mm átmérőjű hengeres tekercsben 65 menet, szorosan egymás mellé tekercselve.  $L_2=41$  menet, egyébként ugyanolyan, mint  $L_1$ . *A két tekercs között meg kell akadályozni minden csatolást!*

van szükségünk, és a körülbelül 1700 kHz feletti frekvenciákat kell ily módon kizárunk.

Egy ilyen aluláteresztő szűrőt a 30.22. ábrán mutatunk be. Az  $L_1$  és  $L_2$  tekercs között meg kell akadályoznunk minden csatolást, ezért egymás között elforgatjuk őket, úgy, hogy tengelyeik  $90^\circ$ -ot zárjanak be egymással. Ezek a szűrők, ha kimen-tük és az antennacsatlakozás közé beiktatunk egy  $400 \Omega$ -os szénrétegellenállást (az ábrán szaggatott vonallal berajzolva), valamivel jobban működnek. Az ilyen szűrő természetesen meggátolja a rövid-hullámú vételt, hiszen ezek a frekvenciák a zárási tartományba esnek.

Az antenna hozzávezetésében a legjobb vevő-szűrő is hatástalan marad, ha a zavaró frekvenciák nem az antennán jönnek keresztül, hanem közvetlenül jutnak be a többnyire hiányosan árnyékolt vevő áramköreibe, vagy esetleg más kivezetéseken keresztül érik el a vevőt. Ilyenkor többnyire a vevőbe kell belenyúlnunk, de az ilyen zavarelhárítás ismertetése keretünk kívül esik.

## 31.

### Antennamérő készülékek

Minden rádióamatőr tudja, hogy az általa elkészített vevőt vagy adót nem elég csak mechanikailag összeállítani, hanem pontosan be is kell állítani ahhoz, hogy elérhesse vele a remélt eredményeket. Ez a felismerés a házilag összeállított antennákra, sajnos, még nem szokott általában érvényesülni. A valóságban azonban csak a pontos beállítások és műszeres ellenőrzések után működhet optimálisan az antenna.

A legkedvezőbb üzemi viszonyokat csak akkor teremthetjük meg antennánk részére, ha a mérőműszerek tekintetében megvan hozzá a feltétlenül szükséges minimális felszerelésünk. A gyári precíziós mérőberendezések, sajnos, rendkívül költségesek, úgyhogy az amatőr nem tudja beszerezni őket. Kénytelen hát házi eszközeivel összeállítani magának bizonyos készülékeket, és eleve lemondani a gyakorlatban többnyire nem is fontos, de a legkedvezőbb viszonyok között még elérhető mérési pontosságról.

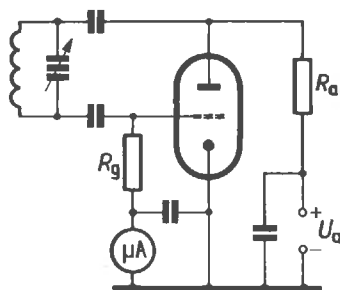
Az antennaillesztéshez otthoni eszközökkel összeállított mérőberendezések egyáltalán nem bonyolultak, és nem is kellenek hozzá drága alkatrészek. Főként arra az esetre vonatkozik ez a megállapításunk, amikor koaxiális tápkábellel működik az antenna. Ebben az esetben a szükséges minimum egy grid-dip mérő, amely egyébként is mindig jó a háznál, és egy reflektométer, amelyet nagyon olcsón összeállíthatunk magunknak. Vanak ezenkívül más mérőkészülékek is, amelyek leegyszerűsíthetik az illesztést, vagy amelyekkel meghatározhatunk magunknak bizonyos antennaadatokat. Ez utóbbiak azonban nem feltétlenül szükségesek ahhoz, hogy a normális üzemi behan-

golások során a lehető legjobb illesztésre állítsuk be antennánkat.

A következőkben az antennamérésekhez házi eszközökkel is előállítható legfontosabb készülékeket és segédeszközöket ismertetjük.

#### 31.1. A grid-dip mérő és a hasonló rezonanciavizsgáló készülékek

Az ismert grid-dip mérő sokoldalúan felhasználható rezonanciamérő készülék. Ezért az amatőrállomások alapfelszereléséhez tartozik. Legfontosabb alkalmazási területe a rezgőkörök rezonanciájának beállítását és rezonanciafrekvenciájának közelítő mérését foglalja magában, feltételesen azonban az antennák behangolásához is felhasználható ez a készülék. Ezenkívül mint nagyfrekvenciás generátor az impedanciamérő hidak táplálására is alkalmas.



31.1. ábra. A grid-dip mérő alapkapcsolása

Eredeti alakjában a grid-dip mérő kapcsolási rajza a 31.1. ábrán látható. Mindössze egy változ-

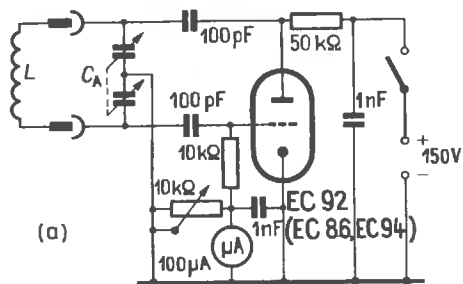
tatható rezgési frekvenciájú, egyszerű oszcillátort tartalmaz. Az oszcillátorcső vezérlőrácsának áramkörébe iktatott mérőműszer a berezgetett állapotban mindig kimutatható rácsáramot jelzi. Ha a grid-dip mérő rezgőköri tekercsét egy másik rezgőkör közelében helyezzük el, és ha a két rezgőkörnek azonos a rezonanciafrekvenciája, a vizsgálható rezgőkör, amelyet egyébként nem gerjesztünk, energiát fog elvonni a grid-dip mérő berezgetett rezgőköréből. Ezt az energiaelvételt a grid-dip mérő rácskörében levő műszer alapján abból ismerjük fel, hogy többé-kevésbé csökken a rácsáram (ez az esés az úgynevezett rezonanciadip).

Az egyszerű grid-dip mérő mechanikai felépítésében nincsen semmi különlegesség, az erre vonatkozó részleteket majdnem minden barkácsolókönyvben, főként az amatőr irodalomban könnyen megtalálhatjuk. A következőkben példaképpen közölt kapcsolási rajzokon, amelyek egyébként bevált grid-dip mezőket ábrázolnak, a hálózati egyenirányítót és a segédáramköröket (például a hangmodulátort) nem tüntettük fel, hogy ne zavarjuk vele az áttekinthetőséget. A rezgőkör méretezéséhez mindegyik változatra egy közös táblázatban adunk irányértékeket.

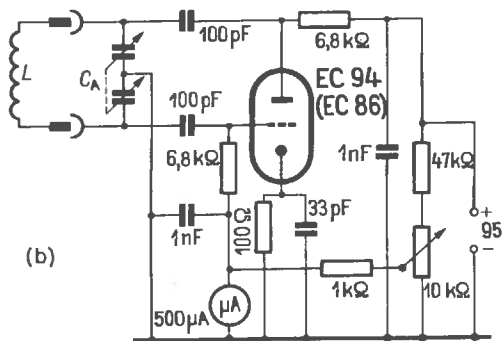
### 31.1.1. Egycsöves kapcsolások univerzális felhasználásra

A 31.2. ábrán megrajzolt kapcsolásokban a grid-dip mérőkhöz általában szokásos Colpitts-oszcillátort alkalmazunk. Ennek főként az az előnye, hogy nem kell hozzá sem visszacsatoló tekercs, sem pedig megcsapolásos tekercs, ugyanis kapacitív feszültségosztással hozzuk létre a rezgést. Az  $L$  tekercseken nincs egyenfeszültség, és a közös nullpotenciállal sincsenek összekötve ezek a tekercsék. A 31.2.(a) ábra szerinti kapcsolásban egy körülbelül  $10\text{ k}\Omega$ -os potenciométerrel lehet szabályozni a mérőkészülék érzékenységét, és ugyanez a potenciométer benne van a rácslevezető ellenállásban is, egyúttal söntellenállása a mutatós műszernek.

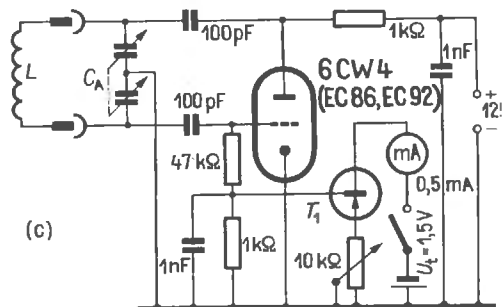
Egy hasonló, de a szabályozás szempontjából javított készülék kapcsolási rajza a 31.2.(b) ábrán látható. Az itt alkalmazott katódköri ellenállás a vezérlőrácsához képest pozitívabb potenciálra hozza a katódot, de ugyanakkor egy szabályozható ( $10\text{ k}\Omega$ -os) feszültségosztóról pozitív előfeszültséget vezetünk a rácsra is. Ezáltal kedvezőbben tudjuk beállítani a munkapontot, megnöveljük a szabályozási tartományt, és határozottabbá tesszük a rezonanciadip megjelenését.



(a)



(b)



(c)

31.2. ábra. A grid-dip mérő egyszerű kapcsolási univerzális felhasználásra

A 31.2.(c) ábrán látható kapcsolásban a 6 CW 4 típusú nuvisztort alkalmazunk. Ennek a korszerű és az elektromos tulajdonságai tekintetében kitűnő szubminiatur különleges csőnek az alkalmazását elsősorban a kis helyigény és a csekély fűtőáramfelvétel döntötte el. Az anódköri ellenállás, esetleg a rácslevezető ellenállás megfelelő méretezésével más triódákat is felhasználhatunk, hiszen a szokásos rezgékeltésről van szó. Az újdonság ebben az elrendezésben a jelzési érzékenységet fokozó tranzisztoros egyenáramú erősítő csatlakoztatása. Az eredeti készülékben alkalmazott 2 N 1264 tranzisztor helyett bármilyen más (pél-

**31.1. táblázat.** A Colpitts-kapcsolású grid-dip mérő dugaszolható  $L$  tekercseinek méretezése  $2 \times 140$  pF hangolókapacitáshoz

Frekvenciatartomány	Menetszám	Huzalfajta	A tekercstest átmérője
MHz	$n$		mm
2...5	102	0,16 mm, CuL	19
5...14	26	0,3 mm, CuL	19
14...37	8	0,5 mm, CuL	19
37...100	2	2,0 mm, CuAg	19
100...250	Hajtűhurok, 38 mm hosszú, a vezetők közötti távolság 6 mm. A huzal 2,0...2,5 mm CuAg		

**31.2. táblázat.** A Colpitts-kapcsolású grid-dip mérő dugaszolható  $L$  tekercseinek méretezése  $2 \times 50$  pF hangolókapacitáshoz

Frekvenciatartomány	Menetszám	Huzalfajta	A tekercstest átmérője
MHz	$n$		mm
1,7...3,2	195	0,16 mm, CuL	19
2,7...5,0	110	0,25 mm, CuL	19
4,4...7,8	51	0,25 mm, CuL	19
7,5...13,2	24	0,25 mm, CuL	19
12...22	21	0,50 mm, CuL	19
20...36	14	0,50 mm, CuL	(a tekercs hossza 20 mm) 19
33...60	$8\frac{1}{2}$	0,80 mm, CuL	(a tekercs hossza 12 mm) 19
54...99	$3\frac{3}{4}$	0,80 mm, CuL	(a tekercs hossza 13 mm) 19
90...165	Hajtűhurok, 85 mm hosszú, 12 mm távolság, 2,0 mm CuAg-huzal		
150...275			

dául GC 105 vagy hasonló) kisfrekvenciás tranzisztort felhasználhatunk.

Az ilyen fajtájú és jól (rövid bekötő huzalokkal) összeállított Colpitts-kapcsolások a megadott típusú csövekkel az egész VHF-tartományban üzemképesek maradnak. Minthogy a csőkapacitások alig különböznek egymástól, a rezgőköri adatok ezekben a változatokban nagyjából ugyanazok. Ezért a 31.1. táblázatban  $C_A = 2 \times 50$  pF hangolókapacitáshoz mint irányértékeket közöljük az  $L$  tekercs méreteit, az egyes hangolási tartományok frekvencia szempontjából átfedik egymást. A 31.2. táblázat  $C_A = 2 \times 50$  pF hangolókapacitásra vonatkozik. Itt több dugaszolható tekercsre van szükség, hogy át lehessen fogni az egész frekvenciatartományt; ezzel egyidejűleg javul a leolvasási pontosság. Általában a tekercsek — ha más adatokat nem közlünk — egyrétegűek és hengeres alakúak, a műanyagból elkészítendő tekercstest átmérője 19 mm.

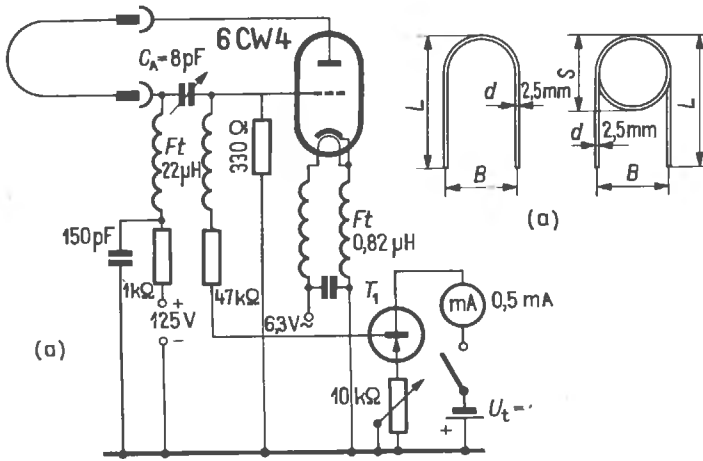
### 31.1.2. UHF grid-dip mérő

A 31.3. ábrán egy olyan grid-dip mérő kapcsolási rajzát látjuk, amely a 6 CW 4 típusú nuvisztorral körülbelül 700 MHz-ig használható. Hasonló eredményeket egy EC 86 típusú UHF-triódával is elérhetünk. A  $C_A (=8$  pF) hangolókapacitás sorosan csatlakozik a csőkapacitáshoz, úgyhogy az UHF-rezgőkörben is még megfelelő az  $L/C$  arány. A  $330 \Omega$ -os, szokatlanul kis értékű rácsvezető ellenállás megakadályozza az oszcillátor túllengéseit, de azzal a következménnyel jár, hogy nagyon lecsökken az energiaelvértelt jelző rezonanciadip. Ezért ezt a kapcsolást is kiegészíti a 31.2.(c) ábra szerinti tranzisztoros egyenáramú erősítő. Az anód- és a rácsköri kivezetés körülbelül  $22 \mu\text{H}$  induktivitású nagyfrekvenciás fojtótekercset tartalmaz. A fűtőkör vezetékébe is beiktatunk közvetlenül a csőfoglalaton — mint általában a deciméteres hullámokon — egy kis

31.3. táblázat. A 31.3. ábra szerint UHF-grid-dip mérő tekercsinek méretei

Frekvenciatartomány MHz	Méretek a 31.3. (b) ábra szerint, mm			
	<i>L</i>	<i>S</i>	<i>B</i>	<i>d</i> átmérő
270...325	70	17,5	13	2,5
315...375	80	—	13	2,5
370...460	50	—	13	2,5
415...515	42	—	13	2,5
445...565	32	—	13	2,5
545...730	13	—	13	2,5

Lehetőleg ezüstözött rézhuzalt kell felhasználni.



31.3. ábra. Grid-dip mérő méteres és deciméteres hullámhosszokra:  
(a) kapcsolási rajz; (b) vázlat a dugaszolható tekercsek méretezéséhez

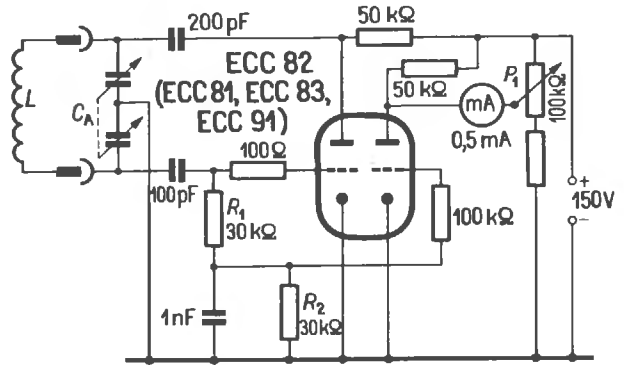
induktivitást ( $2 \times 0,82 \mu\text{H}$ -t). A dugaszolható tekercsek, amelyek lényegében különböző hosszúságú hajtúhurok, egyenáramot is átvezetnek. Ha a huzalt jó minőségű szigetelőcsőbe bújtatjuk, kielégítő érintésvédelmet kapunk. A 31.3.(b) ábrán felrajzolt, dugaszolható tekercsek méretezéséhez a 31.3. táblázatban irányértékeket adunk.

### 31.1.3. Csővoltmérővel egybeépített grid-dip mérő

Az egészen határozott rezonanciadip létrehozásához nagyon szoros csatolásra van szükség az egyszerű grid-dip mérő és a vizsgálandó rezgőkör között. Ez a szoros csatolás aránylag nagy elhanyagolódást okoz, és ezzel fokozza a mérési bizonytalanságot. Ezért olyan megoldásokra törekszünk, amelyekkel nagyobb többletkiadások nélkül is

megnövelhetjük a jelzési érzékenységet. A 31.4. ábrán ECC 82 típusú kettős triódával mutatunk be egy kipróbált kapcsolást (1. DARC-kapcsolás). A bal oldali trióarendszer normális Colpitts-oszcillátorként rezeg, és semmiben sem különbözik az eddigiekben ismertetett megoldásoktól. A második trióda hídkapcsolásban mint csővoltmérő működik, és belső ellenállása a híd egyik ágát alkotja. Az oszcillátor berezegtetése után a  $P_1$  potenciométerrel egyenlítjük ki a hidat. A rezonanciamérés folyamán az energiaelvonás megváltoztatja az oszcillátorcső rezgési állapotát, aminek következtében csökken a rácsáram és ezzel együtt az  $R_1 - R_2$  feszültségosztón előállított előfeszültség is. Minthogy ez a rezonancia közben csökkenő előfeszültség a második csőrendszer vezérlőrácsára is hat, megváltozik a cső belső ellenállása, vagyis kiegyensúlyozatlanná válik a híd. Ily módon a rezonancia bekövetkeztekor még

31.4. ábra. Grid-dip mérő csövoltmérővel

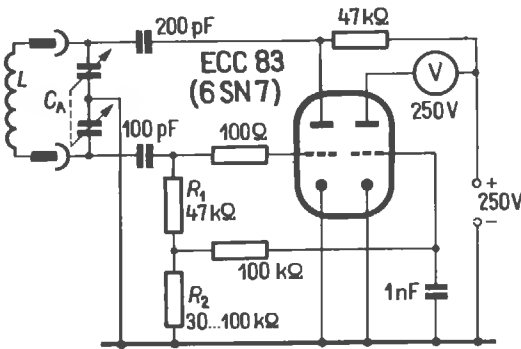


abban az esetben is érzékeny pozitív kitérés kapunk a műszeren, ha nagyon lazán csatoljuk a mérendő áramköröket.

Egy további, valamivel olcsóbb változatot láthatunk a 31.5. ábrán. Itt az ECC 83 típusú cső bal oldali trióda rendszere megintcsak Colpitts-kapcsolásban van. A második csőrendszer egyenáramú erősítőt alkot, és egy egyenfeszültségű feszültségmérőt használunk fel a dip jelzésére és a munkaellenállásnak is. A feszültségmérő mérései

(200 kΩ-mal) helyettesítjük az  $R_1$ — $R_2$  feszültségosztót. Bekapcsoljuk a Colpitts-oszcillátort, és rezgéskeltés közben úgy állítjuk be a potenciométert, hogy a mutatós műszer a lehető legnagyobb anódkör egyenfeszültségnek megfelelő érték negyedrészt jelezze. A feszültségosztó beállított ellenállásait egy ohm-mérővel megmérjük, majd a megfelelő, nem változtatható ellenállásokkal helyettesítjük a mérőellenállásokat. Ezáltal üzemképes állapotba került a műszer. Természetesen azt is megtehetjük, hogy dugaszolható jelzőműszert használunk; ilyen körülmények között a megfelelő mérési tartományban bármilyen többszörös feszültségmérőt alkalmazhatunk.

A két változat rezgőkörének méretezésére a 31.1. és a 31.2. táblázat adatai érvényesek.



31.5. ábra. Grid-dip mérő egyenáramú erősítővel

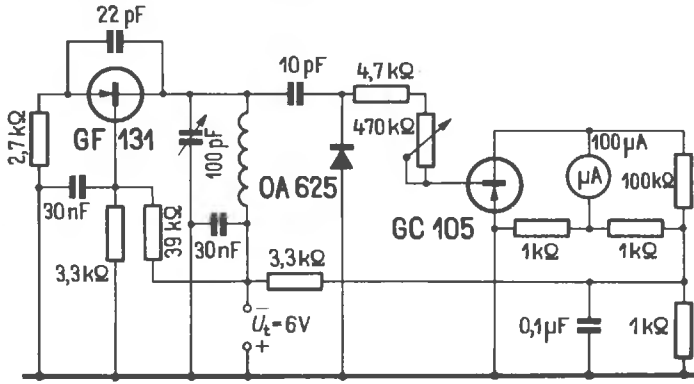
tartományát úgy kell felvenni, hogy nagyjából megfeleljen az anódfeszültségnek (pl. 250 V-nak). Minthogy azonban a feszültség nem süllyedhet 0 V alá, sem nem nőhet meg a legnagyobb üzemi feszültség fölé, a mérőműszer védve van minden túlterhelés ellen.

E kapcsolásban is pozitív kitérés alakjában jelenik meg a rezonanciadip. A jelzési érzékenység jó, de még fokozhatjuk azáltal is, hogy kisebb feszültségmérési tartományra kapcsoljuk át a műszert. Az első beállításhoz egy potenciométerrel

31.1.4. Tranzistoros dip-mérő

A félvezető eszközökkel működő rezonancia-mérő készülékek a kis méreteken kívül az az előnye is megvan, hogy független a hálózattól. Az antennák méréseihez ezért különösen alkalmasak az ilyen készülékek. Sajnos, nagyon korlátozottak ezek az alkalmazási lehetőségek, mert mint nagyfrekvenciás generátorral az impedanciamérő hidakat általában nem lehet tranzistoros oszcillátorral táplálni, annyira kicsi ugyanis az energia, amelyet a kereskedelmi forgalomban kapható nagyfrekvenciás tranzistorokból kivethetünk.

A 31.6. ábrán látható rövidhullámú tranzistoros dip-mérő nagyfrekvenciás tranzisztort tartalmaz az oszcillátorban. A rezgéskeltés a kollektor és emitter között létesített kapacitív csatolással



31.6. ábra. Tranzisztoros dip-mérő indikátorerősítővel

következik be, úgyhogy ebben az esetben is csak egyszerű, megcsapolás nélküli rezgőköri tekercsre van szükség. A rezgési feszültség egy félvezető diódával egyenirányítva mint megszárt egyenfeszültség egy tranzisztoros egyenáramú erősítő bázisára kerül. A mérendő rezgő rendszer rezonanciája egyenáramú dip alakjában jelenik meg a lengőtekercses indikátoron (a mutató teljes kitérése  $100 \mu\text{V}$ -nak felel meg). Az áramfogyasztás  $6 \text{ V}$  tápfeszültségen körülbelül  $3 \text{ mA}$ . A tranzisztoros dip-mérő mindig csak erősítő közbeiktatásával képes jelezni a rezonanciát; még a térvezérlésű tranzisztorral vagy alagútdiódával működő újabb változatokhoz is szükség van jelzőerősítőre.

## 31.2. Iránycsatolók és reflektomérők

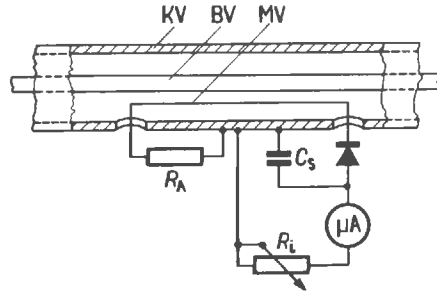
A tápvezetékek állóhullámarányának, vagyis az illesztés jóságának mérésére különösen alkalmasak az iránycsatolók és a reflektomérők. A szinte kizárólagosan koaxiális változatban készülő iránycsatolók és reflektomérők között elvileg nincs semmi különbség. Mérési elvük ugyanaz, és mindössze abban térnek el egymástól, hogy a reflektomérőket kényelmesebben lehet kezelni. E készülékek összeállításához — hogy az állóhullámok kimutatására használhassuk fel őket — nincsen szükségünk semmilyen nehezen beszerezhető különlegesebb alkatrészeire.

Mechanikailag precíz és elektromosan célszerű felépítéssel ezek a készülékek a méteres hullámok tartományában is jól használható mérési eredményeket szolgáltatnak.

Mint az 5.2. alfejezetben már részletesen elmagyaráztuk, a jól illesztett tápvezetékben csak az antenna felé haladó hullám lehetséges. Ha nem jó az illesztés, visszaverődés következik be, ami azt jelenti, hogy az antenna felé haladó hullámhoz hozzátevődik a visszavert — visszafelé haladó —

hullám, vagyis állóhullám keletkezik a tápvezetékben. Az iránycsatoló az átáramlási iránytól függően a kifelé vagy a visszafelé haladó hullám kimutatására szolgál. A reflektomérő két iránycsatoló egybeépítésével jön létre, és a bekötési irány megváltoztatása nélkül egyidejűleg méri a kifelé haladó és a visszavert hullám feszültségét.

Az iránycsatoló elvileg nem más, mint egy rövid koaxiális tápvonalszakasz, amelynek hullámmellenállása megegyezik a vizsgálandó tápvezeték hullámmellenállásával. E tápvonalszakasz belső, hullámvezető terében a belső vezetővel párhuzamosan egy mérőhurok gondoskodik — a készülék bekötésének irányától függően — a kifelé vagy a visszafelé haladó hullám kicsatolásáról. A kicsatolt nagyfrekvenciás feszültséget egy dióda egyenirányítja, majd egy érzékeny lengőtekercses műszer méri.



31.7. ábra. Az iránycsatoló elvi felépítése

A 31.7 ábrán egy ilyen iránycsatoló kapcsolási rajzát és a koaxiális tápvonalszakasz egy részének metszeti rajzát mutatjuk be. A koaxiális tápvonalszakaszt mint főágat az KV külső vezető és a BV belső vezető alkotja. A mérőág a koaxiális tápvonal belső terében elhelyezett MV mérővezetőből és a mérővezetőt a külső vezetővel összekötő  $R_A$  ellenállásból tevődik össze. Az ML csatolóhurok másik végén egy félvezető dióda egyenirányít-



ja és a mérőműszer kijelzi a kicsatolt nagyfrekvenciás feszültséget.

$C_a$  az egyenfeszültség szűrésére,  $R_1$  pedig a jelzési érzékenység szabályozására szolgál.

Ha pontatlan a tápvezeték illesztése, az BV belső vezetőben az antenna felé irányuló  $I$  áramon kívül keresztülfolyik az ellenkező irányban az illesztetlenség mértékének megfelelő visszaverődés következtében az adóba visszafolyó  $I_r$  áram is. Mint hogy az  $I$ ,  $I_r$  nagyfrekvenciás áramok ellentétes irányúak, az eredő  $I_z$  áram az  $I - I_r$  különbséggel egyenlő. Ugyanakkor a BV belső vezető és az KV külső vezető között  $U$  és  $U_r$  összegével egyenlő  $U_z$  nagyfrekvenciás feszültség áll fenn.

Az MV mérővezeték egyrészt induktív, másrészt kapacitív csatolásban van a BV belső vezetővel. Az  $U_z$  összefüggésből az  $U_C$  részfeszültség kapacitív csatolás útján a mérővezetékbe jut, és megfelelő nagyságú nagyfrekvenciás áramot hoz létre a mérőágban. Minthogy  $U_z$  összefeszültségként jön létre, az általa létrehozott áram erőssége független attól, hogy az  $U_z$  összegben milyen hányaddal vesz részt a kifelé és a visszafelé haladó hullám. A BV belső vezetővel induktív csatolásban levő MV mérővezetékben ezzel egyidejűleg folyó nagyfrekvenciás árammal már más a helyzet. Ennek nagysága és iránya az  $I - I_r$  különbséggel egyenlő  $I_z$  antennaáramtól függ. A mérőágon a kapacitív csatolásból származó áram és az induktív csatolásból származó áram egyidejűleg keresztülfolyik, és a fázisuktól függően — aszcint, hogy milyen irányban folyik  $I_z$  a belső vezetőn — kölcsönösen erősíti vagy gyengíti egymást.

A mérőhurok hosszát és a BV belső vezetőtől számított távolságát úgy kell megállapítani, hogy amikor tökéletes az illesztés, a kapacitív csatolásból származó áram és az induktív csatolásból származó áram egyenlő legyen egymással. E feltétel teljesülésekor ezek az áramok a mérőhurok polaritásának, illetve az iránycsatoló bekötési irányának megfelelően összeadódnak egymáshoz vagy kivonódnak egymásból. Ha nincs jól illesztve a tápvezeték, a mérőhurokban indukált két áram már nem lesz egyenlő egymással, a mérőág mindkét pólusirányának meghatározott különbözeti áram felel meg, és ennek az áramnak a nagyságából következtetni lehet az illesztési hiba nagyságára.

### 31.2.1. Az iránycsatoló jellemző adatai

Az iránycsatoló fő irányának azt a bekötési irányt nevezzük, amelyben a mérőág az antenna felé haladó (kifelé folyó) hullám feszültségét méri.

A visszafelé (befelé) haladó hullám feszültségét akkor jelzi az iránycsatoló, ha megváltoztatjuk a bekötési irányt, és az ellenirányban működtetjük a vonalat. A reflektomérő két ellentétes polaritású mérőágot foglal magában, úgyhogy a bekötési irány megváltoztatása nélkül egyidejűleg mérhetjük vele a kifelé és a befelé haladó hullámot is.

Az MV mérőhurok és a BV belső vezető között  $C_1$ , ugyanakkor az MV és az KV külső vezető között  $C_a$  kapacitás jön létre. Ez a két kapacitás feszültségosztót alkot, és ezáltal megszabja a mérővezető  $U_C$  részfeszültségét:

$$U_C = U_z \left( \frac{C_a}{C_1 + C_a} \right). \quad (31.1)$$

Az iránycsatoló *ak* csatolási tényezőjét úgy kapjuk meg, hogy a mérőkörbe kicsatolt  $U_C$  feszültséget elosztjuk az illesztett tápvonalba beiktatott főág  $U_z$  feszültségével:

$$ak = \frac{U_C}{U_z}. \quad (31.2)$$

Az állóhullámarány méréséhez nincs szükség az *ak* csatolási tényező pontos ismeretére. Ez a tényező egyébként mindig kisebb 1-nél, és adott főág esetén a mérővezető helyzetétől és méreteitől függ.

Az iránycsatoló legfontosabb jellemző adata az *ad* iránytényező. Úgy kapjuk meg, hogy ellenirányban működtetjük az iránycsatolót, és kimenetét nem az antennával zárjuk le, hanem egy visszaverődés-mentes ellenállással, amelynek értéke megegyezik az iránycsatoló hullámlenállásával. Az ily módon pontosan illesztett tápvezetékben nincs befelé haladó hullám, tehát a mérőágban nem volna szabad visszaverődési feszültséget kapnunk. Ennek ellenére a mérési kimeneten  $U_r$  hibafeszültség jelenik meg, ez a feszültség a kifelé haladó hullámtól származik, és azt jelenti, hogy az iránycsatoló nem képes pontosan megkülönböztetni egymástól a ki- és a befelé haladó hullámot. Ezt a megkülönböztető képességet fejezzük ki az

$$ad = \frac{U_r}{U_C} = \frac{U_r}{U_z} \frac{1}{ak} \quad (31.3)$$

képlet szerinti *ad* iránytényezővel.

Mínél nagyobb az iránytényező, annál nagyobb a mérési hiba. „Jónak” az olyan iránycsatolót (reflektomérőt) tekinthetjük, amelynek iránytényezője 0,01 és 0,1 között van. A házi eszközökkel összeállított készülékek iránytényezője sok esetben nagyobb ennél, aminek többnyire az az oka, hogy hiányos a konstrukció vagy a hibás le-

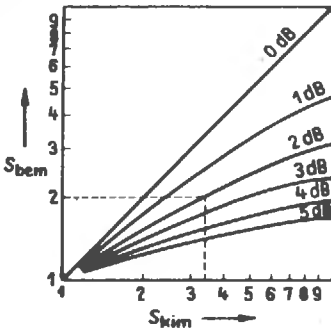
másolás. Látszólag rossz iránycsillapítás azonban előfordulhat, ha

- a mérési frekvencia (az adófrekvencia) nagy mennyiségben tartalmaz felhullámokat;
- rosszul zártuk le az iránycsatoló kimenetét;
- a mérési frekvencián nem valós a lezáróellenállás.

Hibás a mérés akkor is, ha a mérőműszer skálájának felosztása és a feszültség között nincs arányosság. A félvezető diódák jelleggörbéje nem egyenes, tehát nem tarthatjuk meg a lengőtekerces mérőműszer lineáris skálaosztását. Ajánlatos ezért a méréshez felhasználandó diódával együtt újra hitelesíteni a műszert. Ehhez egyenfeszültséget alkalmazhatunk, a skálát viszonylagos egységben oszthatjuk fel. Hogy a mérőműszert más célokra is felhasználhassuk, dugaszolhatóvá tehetjük, de ebben az esetben nem változtatjuk meg a skálaosztást, hanem ehelyett inkább felveszünk egy hitelesítési görbét, és a kérdéses diódával kapcsolatban erre a görbére támaszkodunk.

Az iránycsatoló, illetve a reflektomérő beiktatási helye is befolyásolja az állóhullámáramy mérések pontosságát. Gyakorlati okokból az adóberendezésben általában az adókimenet—Collins-szűrő—reflektomérő—tápvezeték—antenna sorrendet követjük. Ha az antenna talppontjában nem jó az illesztés, erről a pontról kapjuk a visszaverődést, és a visszafelé haladó hullám a tápvezetéken keresztül visszajut az adó kimenetére.

A mindig veszteséges tápvezeték csillapítja a rajta keresztül visszafelé haladó hullámot. A reflektomérő majdnem a végén van ennek a visszavezető útnak, tehát csak a csillapítás útján jelezheti a visszavert hullámot, aminek következtében a valóságosnál kedvezőbb állóhullámáramy mér.



31.8. ábra. A tápvezeték végén mért  $S_{kim}$  állóhullámáramy, a tápvezeték elején mért  $S_{bem}$  állóhullámáramy és a dB-ben kifejezett kábelcsillapítás függvényében (a példa szaggatott vonallal van berajzolva)

Ha tehát pontosan akarunk mérni, az antenna talppontjának közvetlen közelében kell beiktatnunk a reflektomérőt, és a helyes sorrend ebben az esetben csakis adókimenet—Collins-szűrő—tápvezeték—reflektomérő—antenna lehet.

A 31.8. ábrán látható nomogramról könnyen leolvashatjuk a kábel csillapításának és a hullámmosság nagyságának függvényében a visszafelé haladó hullám csillapítását.

**Példa.** A 2 m-es sávban sugárzó antennát 60-7-2 típusú, 25 m hosszú koaxiális kábelen keresztül tápláljuk. A tápkábel elején  $S_{bem}=2,0$  hullámmosságot (állóhullámáramy) mérünk. Állapítsuk meg, mekkora a tényleges hullámmosság, amelyet a tápvezeték végén mérhetnénk.

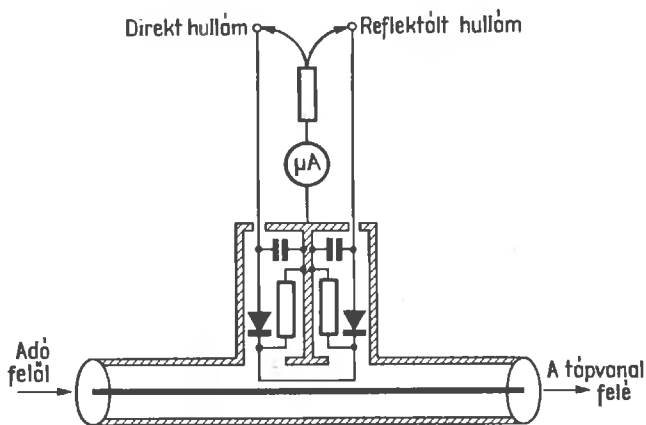
Mindenekelőtt elővesszük a kábeljegyzéket (34.16. táblázat), és leolvassuk róla, hogy a 60-7-2 típusú kábel csillapítása 150 MHz frekvencián kereken 8 dB/100 m. A 25 m hosszú kábelre ennek megfelelően 2 dB csillapítást kapunk. A 31.8. ábrán megkeressük az ordinátengely mentén az  $S_{bem}=2$  hullámmossági tényezőnek megfelelő pontot, innen kiindulva vízszintes irányban haladunk a 2 dB-es csillapítási görbéig, és a metszéspont alatt leolvassuk az abszcissz tengelyen az  $S_{kim}=3,4$  valóságos hullámmosságot. A szaggatott vonal ezt a példát jelzi az ábrán.

A nomogram alapján  $S_{bem}$  és  $S_{kim}$  ismeretében a kábelcsillapítás hozzávetőleges értékét is megállapíthatjuk.

### 31.2.2. Reflektomérő-kapcsolások és gyakorlati megvalósításuk

Egyszerű iránycsatolót ritkán használ a rádióamatőr. Minthogy állóhullámmérőt könnyen lehet házi eszközökkel összeállítani, és mivel a reflektomérő megépítése csak a félvezető diódával, esetleg egy egyszerű átkapcsolóval követel meg több alkatrészt, kizárólag az egyszerűbben kezelhető reflektomérő kapcsolásokat ismertetjük. A reflektomérők elvi felépítését a 31.9. ábrán láthatjuk. Minden más kapcsolást vagy változatot vissza lehet vezetni erre az alapkapcsolásra. Az eltérések többnyire csak mechanikai változtatásokra és a mérőág kisebb áramköri módosításaira szorítkoznak. A 31.7. és a 31.9. ábra egybevetésével könnyen megállapíthatjuk, hogy a reflektomérő olyan iránycsatoló, amely kettős mérőágot foglal magában.

A következőkben ismertetendő reflektomérő-változatok többszörösen kipróbált amatőrkonstrukciók, részletes leírásuk a szakirodalomban is megtalálható. A mérési pontosság szempontjából azonban nem vehetik fel a versenyt a gyárakban előállított precíziós mérőkészülékekkel. Ami vi-



31.9. ábra. A reflektoméró elvi rajza

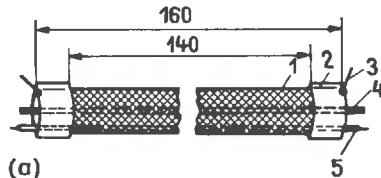
szont az előállítási költségeket illeti, a saját készítésű reflektomérók sokkal olcsóbbak. Ezenkívül az amatőrgyakorlatban általában beérjük a viszonylagos mérésekkel, az antennabeállításokkal kapcsolatban pedig sokszor elegendő csak annyit jeleznie a házilag elkészített reflektomérónek, hogy bizonyos módosításokkal megnöveltük vagy csökkentettük-e a tápvezeték mentén az állóhullámarányt. Ezzel nem akarjuk azt mondani, hogy minden amatőrkonstrukció tökéletlen: a nagyfrekvenciásan értelmes és precíz felépítéssel és az ezt követő hitelesítéssel szigorú követelményeket is kielégítő mérési pontosságot érhetünk el. Aki azonban nincs tisztában az állóhullámmérő működésével és alkalmazásával (lásd a 31.2.1. pontot), a precíziós reflektoméróval is nagyon hibás adatokat mérhet.

### 31.2.2.1. A Mickey match

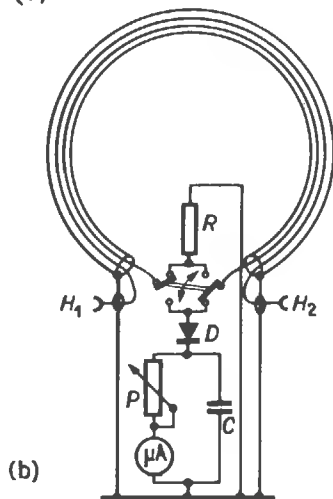
A koaxiális kábeleken keletkező állóhullámok kimutatására egy kissé primitívnek látszó, de nagyon jól használható készülék a Mickey match. Monimatch néven is ismeretes. Az utóbbi név arra utal, hogy a reflektomérót többnyire monitorüzemben szokás használni, vagyis mint üzemi készülék tartósan a tápvezetékben marad. Olcsó, gyorsan és könnyen megépíthető, és minden rövidhullámú sávban gyakorlatilag kielégítő pontosságú mérési eredményeket szolgáltat.

A 31.10. ábrán megrajzolt készülék elvileg egy mechanikailag nagyon leegyszerűsített reflektoméró, amelyből az általában megkövetelt második mérődiódát is kispóroltuk. Megépítéséhez 160 mm hosszú darab kell egy olyan koaxiális kábeltől, amelynek hullámellenállása megegyezik a táp-

vezeték hullámellenállásával (magának a típusnak nem kell megegyeznie). Az ennél vastagabb kábel az előnyös, mert könnyebben megmunkálható. Mindenekelőtt levesszük róla a 140 mm hossz mentén a külső szigetelőköpenyt (PVC-köpenyt), de ügyeljünk arra, hogy a két végén azért 10...10 mm mentén megmaradjon a szigetelés [lásd a 31.10.(a) ábrát]. A most következő



(a)



(b)

31.10. ábra. A Mickey match:

- (a) kábeldarab  
 1 külső vezető (rézhuzalos beszövés);  
 2 a PVC-köpeny maradványa;  
 3 a külső vezető csatlakozása;  
 4 a belső vezető;  
 5 szigetelt huzal a külső vezető alatt;  
 (b) a készülék teljes kapcsolási rajza

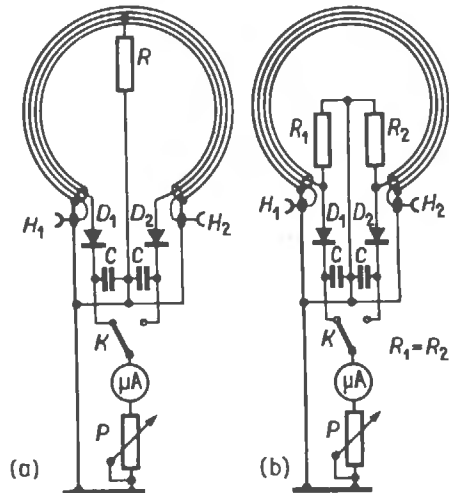
ügyeskedés egy kis türelmet és jó érzéket követel meg: betolunk mintegy második belső vezetőnek egy vékony szigetelt huzalt a külső fémvezető és a dielektrikus közé. A rézszövedékből készített külső vezetőt általában egy kicsit hátrább lehet tolni a felületen. Ezután aránylag könnyen keresztülfűzhetjük valamilyen megfelelő szerszámmal (például horgolótűvel) a huzalt. Egy ily módon előkészített kábelt rajzoltunk meg a 31.10.(a) ábrán.

A szalonnaszerű tömör dielektrikumot (poliizo)-butilén tartalmazó koaxiális kábel alkalmazásával roppant egyszerű lehetőség adódik a mérővezető elkészítésére. Eltávolítjuk a külső PVC-védőköpenyt, és a külső vezetőt kissé összenyomva óvatosan letoljuk a dielektrikumról. A most már szabaddá váló szigetelőmasszába bevágunk egy hosszirányú hornyot, de csak olyan mélyen, hogy még éppen elhelyezhessük benne a mérővezetőt. A külső méretek csökkentésére behajlítjuk a kábeldarabot, hogy hurkot alkosson, és két vége egymással szembe kerüljön.

A készülék teljes kapcsolási rajzát bemutató 31.10.(b) ábra szerint most felszereljük a kábel „igazi” belső vezetőjét mindkét ( $H_1$  és  $H_2$ ) végén a szükséges kellekkel (koaxiális csatlakozóhüvellyel és dugasszal), hogy egyszerűen beilleszt-hessük a kábeldarabot az energiavezeték útjába, és ne okozzunk vele lökéshullámokat. Az utólag befűzött mérőhurkot a kapcsolási rajznak megfelelően a lehető legrövidebb út mentén összekötjük egy kis veszteségű átkapcsoló megfelelő kivezetésével.  $R$  helyére egy 30...150  $\Omega$ -os, kis terhelhetőségű, beköszörülés nélküli szénréteg-ellenállást tegyünk (felületén ne legyen csavarvonalasan beköszörülve); maga az ellenállásérték nem kritikus adat. Legcélszerűbb több különálló ellenállás párhuzamos kapcsolásával összeállítani ezt az  $R$  ellenállást, mert ezzel is csökkenthetjük a lezáróellenállás teljes induktivitását.  $D$  egy szokásos, üzletekben kapható nagyfrekvenciás germánium-dióda, és feladata a kicsatolt nagyfrekvenciás áram egyenirányítása. A szűrőtag a 2...10 nF kapacitású  $C$  tárcsás kondenzátor (epsilan). A  $P$  potenciométer a mutatós műszer változtatható elötétellenállása. Minthogy a terhelés nagyon kicsi, a lineáris szabályozású miniatűr változat is megfelelő. Az ellenállásérték a kicsatolt feszültség nagyságától és a mérőműszer érzékenységtől függ. Megfelelő átlagérték például 50 vagy 100 k $\Omega$ . A mutatós műszer bármilyen lengőtekerceses műszer lehet, a végkitérésnek 0,1 és 1 mA között kell lennie.

A 31.10. ábra szerinti kapcsolásban a mérőág nagyfrekvenciás része tartalmazza az átkapcsolót, és ezzel megtakarítunk egy germánium-diódát. Az átkapcsoló kivezetéseivel és magával az átkapcsolóval előidézett káros többlet induktivitások még éppen megengedhető nagyságúak maradnak, ha a rövidhullámú sávokban használjuk a készüléket.

A méteres hullámok tartományában mindenesetre nem használható az ilyen készülék. Előnyösebb megoldások ekkor a 31.11. ábra szerinti változatok, amelyekben a mérőág nagyfrekvenciás része csak a mérővezetőt és a lezáróellenállásokat foglalja magában. A két dióda után már egyáltalán nem kényes az áramkör, minthogy itt már csak egyenfeszültség van.

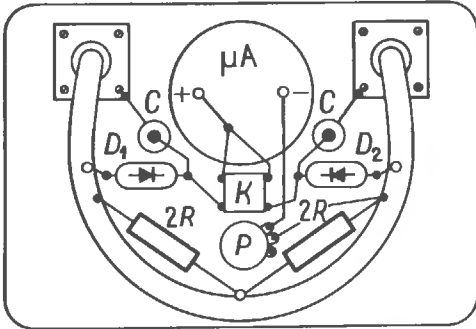


31.11. ábra. Kapcsolási változatok a Mickey match mérőágában

A 31.11.(a) ábra szerinti kapcsolásban ügyeljünk arra, hogy a két mérőág közös  $R$  lezáróellenállása a mérőhuroknak pontosan a geometriai közepéhez csatlakozzék. Az ehhez a kapcsolási rajzhoz tartozó elrendezési rajzon (31.12. ábra)  $R$  két különálló részre oszlik fel. Az eredő érték ( $R$ ) nagyjából 120  $\Omega$  lehet, vagyis a két párhuzamosan kapcsolt ellenállás ekkor 240  $\Omega$  (vagy az IEC-szabványnak megfelelően esetleg  $2 \times 220 \Omega$ ).  $R$  bekötéséhez minél rövidebb huzalokat használjunk fel, különösen a lezáróellenállást közvetlenül a mérővezető megcsapolásához kell hozzáforsztani.

A lezáróellenállások földelési pontjának megváltoztatásával és más ellenállásértékek felvételével tovább javíthatjuk az iránytényezőt. A két

diódát is lehetőleg minél rövidebb úton forrasz-  
szuk hozzá a mérővezető végéhez, és hogy a káros  
túlmelegedést elkerülhessük, lehetőleg minél gyor-  
sabbban fejezzük be a forrasztást, közben pedig  
egy laposfogóval fogjuk meg a dióda kivezetéseit,  
mert így gyorsan elvezethetjük a keletkező hőt.  
Lehetőleg párosítsuk össze a diódákat, és úgy vá-



31.12. ábra. Szerkezeti megoldás a 31.11.(a) ábra szerinti Mickey match kialakításához

lasszuk meg őket, hogy egyenfeszültséggel is pontosan vehessük fel és egyeztethessük jelleggörbé-  
jüket. Az OA 705 típus jó erre a célra, de majd-  
nem mindegyik nagyfrekvenciás dióda megfelel.  
A tv-vevők koaxiális csatlakozóhüvelyének fel-  
használásával nagyon egyszerűen létesíthetünk  
visszaverődésmentes átmenetet a kábelhurokhoz.  
Magának a kábelhuroknak az előállításához kü-  
lönösen alkalmas a 60-7-3 típusú vezeték (üreges  
dielektrikumú, 60 Ω hullámmellenállású koaxiális  
kábel).

A 31.11.(b) ábra szerinti változatban nincsen  
szükség középleágazásra a mérőhurkon; a közép-  
leágazás helyett két lezáróellenállást veszünk ( $R_1$   
és  $R_2$ , egyenként körülbelül 60 Ω). Elektromosan  
ez az elrendezés a 31.9. ábrának felel meg.

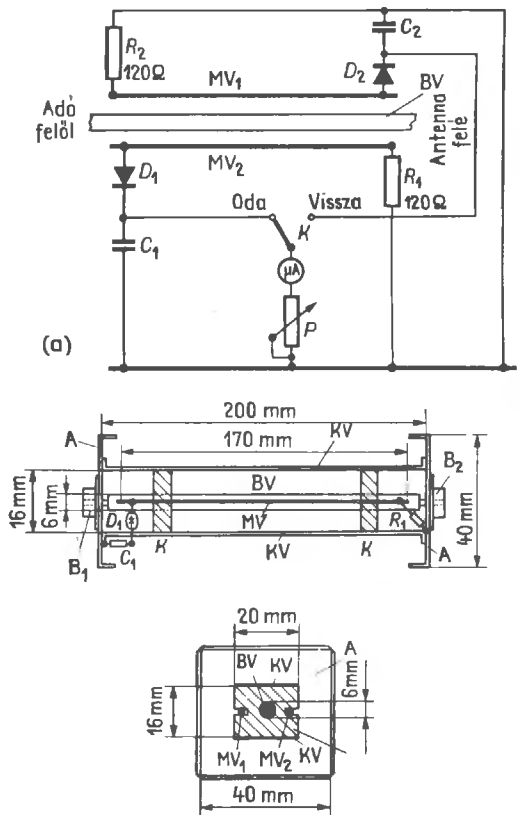
A reflektomérők hangolását és hitelesítését  
mindegyik változatra közösen fogjuk a 31.2.2.3.  
alpontban megbeszélni.

### 31.2.2.2. Merev vezetőkől kialakított reflektomérők

A hajlékony vezetékzszakaszból kialakított Mi-  
ckey match nem nyújthat nagy mérési pontossá-  
got, ezenkívül a mérőhurkon utólag már nehezen  
lehet változtatni, úgyhogy a behangolások során  
nehézségebbe ütközik az optimális értékek beál-  
lítása. Merev vezetők felhasználásával nagyobb  
mérési pontosságot és jobb hangolási lehetősé-

geket kapunk. Ezek a változatok valamivel na-  
gyobb mechanikai ráfordítást követelnek meg.

Az egyik legegyszerűbb szerkezeti megoldást a  
31.13. ábrán látjuk. A főág mint egy koaxiális  
kábelszakasz utánzata egy 6 mm átmérőjű, rúd-  
vagy csőszerű BV belső vezetőből áll, míg az KV  
külső vezetőt két négyszögletes, egyenként 200  
mm hosszú és 20 mm széles lemez alkotja. A két  
lemez 16 mm-re van egymástól, úgyhogy az egy-  
mással szemben elhelyezkedő, nyitott oldalfelüle-  
tek között egy belső tér jön létre [lásd a 31.13.(b)  
és a 31.13.(c) ábrát]. A külső vezetőt alkotó leme-  
zek végét összekötjük az A lezáró lemezekkel,  
amelyekre a  $H_1$  és  $H_2$  koaxiális hüvelyeket szerel-  
jük.



31.13. ábra. Reflektomérő szalagszerű külső vezető-  
vel:

(a) a mérőág kapcsolási rajza (a főág külső vezetőjét nem rajzoltuk  
be); (b) mechanikai kivitelezés (hosszmetszet); (c) mechanikai  
kivitelezés (keresztmetszet)

Mint a 31.13.(a) ábrán látjuk, a mérőágban két,  
egymástól független  $MV_1$  és  $MV_2$  mérővezetőt  
használunk. A 31.13.(c) ábrán közölt metszeti rajz  
szerint ezek a mérővezetők a belső vezető két

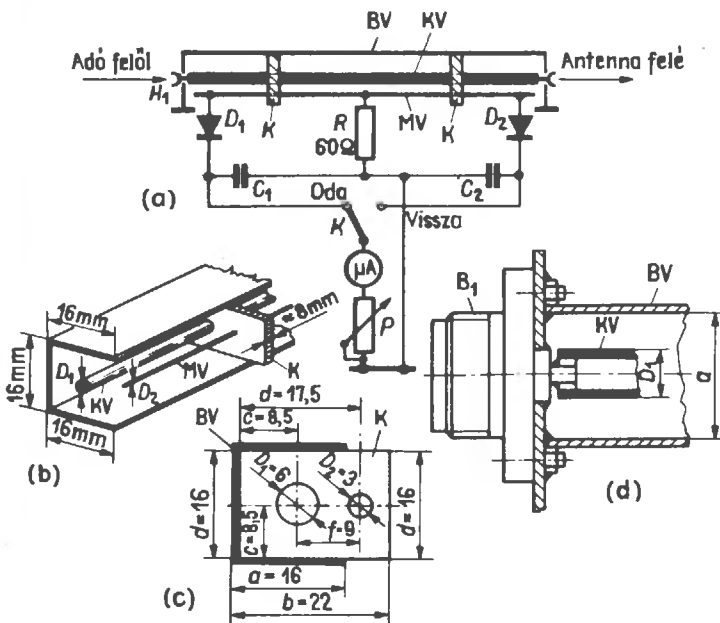
oldalán helyezkednek el, 1,6 mm vastag huzalok lehetnek, a biciklikerekek küllői mechanikai me-revségüknél fogva különösen alkalmasak erre a célra. A két műanyag betét (*K*) oly módon tartja őket, hogy kissé még változtatható legyen a helyzetük. Ezáltal a hangolások során úgy lehet beállítani őket, hogy a követelményeknek megfelelően párhuzamosak legyenek az BV belső vezetővel, és a legkedvezőbb (körülbelül 6 mm) legyen a távolságuk. A *K* műanyagbetétek kis veszteségű szigetelőanyagból (például piakrilból vagy polietilénből) készíthetők el, ezenkívül az BV belső vezető és a két KV külső vezetőlemez mechanikai befogására is szolgálnak. A két  $40 \times 40$  mm méretű *A* lezáró lemez a kerület mentén úgy van behajlítva, hogy csavarokkal rá lehessen szerelni az árnyékoló lemezeket.

A reflektométer hullámellenállása a megadott méretekkel  $60 \Omega$ . Mechanikai hosszát tetszés szerint kisebbre vagy nagyobbra vehetjük. Minél kisebb az üzemi frekvencia, annál nagyobb kell lennie az átfolyó teljesítménynek ahhoz, hogy a műszert még teljes kitérésre állíthassuk be. Ha például a 10 m-es sávban 1 W teljesítménynek kell átfolynia a főágon, a 80 m-es hullámhosszon már körülbelül 8 W szükséges ahhoz, hogy az átfolyási irányra továbbra is teljes kitérést kapjunk. Ez a különbség onnan adódik, hogy az üzemi hullámhossz változtatásával megváltozik a mérővezetőnek a hullámhosszban kifejezett hossza is. Ezért van az, hogy a mérővezető meghosszabbít-

tásával is növelhetjük a jelzőfeszültséget. A hosszabb mérővezető azonban azt jelenti, hogy a vezeték szakasz mechanikai hosszát kell megnövelni, de a többi méreteknek nem szabad közben megváltozniuk.

A 31.14. ábrán bemutatott reflektométer különösen népszerű a rádióamatörök körében. A főág KV külső vezetőjét ebben az esetben egy U alakúra behajlított rézlemez alkotja; itt csak egy mérővezető (MV) van, mégpedig a külső vezető dobozának nyitott hosszanti oldalán [lásd a 31.14.(b) ábrát]. Geometriai középpontjában az *R* lezáró-ellenállás összeköti a testtel (a külső vezető potenciáljával), úgyhogy az egyetlen mérővezető két mérőágot képez. A kis inductívitású, általában  $60 \Omega$  nagyságú szénrétegellenállás felülete lehetőleg ne legyen csavarvonalyszerűen beköszörülve. Optimális értéke az MV mérővezető hullámellenállásától, tehát elsősorban az BV/MV távolság—átmérő aránytól, illetve a  $D_1/D_2$  hányadostól függ. Ily módon az *R* ellenállásérték kisebb mértékű módosításával többnyire még elvégezhetjük az utolsó simításokat az ilyen reflektométereken.

A nagy frekvenciákon *R* inductívitásmentességének értéke szabja meg a készülék használhatóságát. Minthogy több különálló inductívitás párhuzamos kapcsolásával az eredő inductívitás csökken (Kirchhoff-törvény), ajánlatos több különálló ellenállásból összeállítani az *R* ellenállást. Például úgy készíthetünk el egy  $60 \Omega$ -os, kis inductívitású ellenállást, hogy négy  $0,1$  W-os, 240



31.14. ábra. Reflektomérő U alakú külső vezetővel:

(a) elvi kapcsolási rajz; (b) szemléltető vázlat (lezáró lemez és hüvely nélkül); (c) metszeti rajz (egyúttal méretezja *K* műanyagtartóhoz); (d) részletrajz a csatlakozó lemezzel és *B*<sub>1</sub> koaxiális csatlakozással (méretek milliméterben; a rajz nem léptékhű)

$\Omega$ -os ellenállást párhuzamosan kapcsolunk. Itt csak az ellenállások vannak az áramkörben, kivetések rendkívül rövidek! Az ellenállások földoldali huzalvégeit ajánlatos a külső vezető belső oldalán  $90^\circ$ -os szögben sugarasan szétteríteni és így beforrasztani.

A mechanikai kivitelezést a 31.14.(b)–(d) ábrákon láthatjuk. A Reflektomérő hullámellenállása a megadott méretekkel  $60 \Omega$ . A belső vezető  $D_1 = 6$  mm átmérőjét minimumnak kell tekintenünk; ha kisebbre vesszük, már nem tudjuk garantálni a távolsági viszonyok pontos betartását és azt, hogy ez a belső vezető párhuzamos lesz a külső vezetővel és a mérővezetőkkel. Ezért inkább vastagabb belső vezetőt ajánlunk. Egyébként a vezető átmérőjének megváltoztatása természetesen azt jelenti, hogy a külső vezető méreteit és a  $c$  távolságot is meg kell ebben az arányban változtatnunk, hiszen a  $60 \Omega$ -os hullámellenállásnak nem szabad megváltoznia.

A  $60 \Omega$ -nak megfelelő arányok:

$$D_1 : a = 1 : 2,66; \quad D_1 : c = 1 : 1,41.$$

Ha a hullámellenállás  $50 \Omega$ , a következő arányok érvényesek:

$$D_1 : a = 1 : 2; \quad D_1 : c = 1 : 1,06.$$

Végül még a  $72 \Omega$ -os hullámellenállásra vonatkozólag:

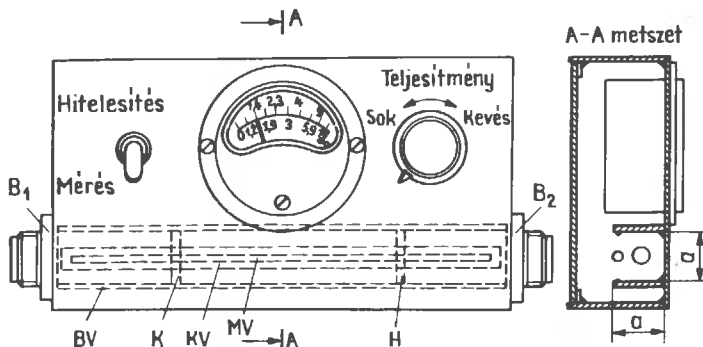
$$D_1 : a = 1 : 2,9; \quad D_1 : c = 1 : 1,54$$

A két  $K$  műanyag betétet (kitámasztást) körülbelül 8 mm vastag piakril lemezből vagy valami-

lyen hasonló, kis veszteségű anyagból állítjuk elő. A külső vezető hosszára — következképpen a belső vezető és a mérővezető hosszára — nem adunk számértékeket, mert ezek a méretek tág határok között tetszés szerint vehetők fel. Általában ez a hossz  $150 \dots 300$  mm. Mint már említettük, a gyakoribb hullámhosszakhoz és a jelzőműszer érzékenységéhez igazodik, és a megadott határokon belül nem befolyásolja a készülék elvi működését.

Az egyik szokásos szerkezeti felépítést a 31.15. ábrán láthatjuk. Nem kötelező ez a megoldás, például a mérőág egyenfeszültségű részét szükség esetén le is választhatjuk. A külső vezetőt lemezanyag helyett a nyomtatott áramkörök réz-kasírozású alapanyagából is elkészíthetjük. Ez utóbbi jól bevált, és teljes értékű helyettesítő anyagnak bizonyul. Az ilyen nyomtatott huzalozású lemezeket könnyen és tisztán, deformálódás nélkül lehet vágni. A 31.13. ábra szerinti elrendezéshez két, 20 mm szélességű csikra van szükség ebből az anyagból. A 31.14. ábra szerinti, U alakú külső vezetőt három csíkből forrasztjuk össze. A rézkasírozásnak mindkét esetben a külső vezető belső oldalán kell lennie.

Az iránycsatolók és a reflektomérők mechanika kivitelezésére bizonyára sok olyan konstrukciós megoldás létezik, amelyekkel különösen nagy mérési pontosságot lehet elérni, de amelyek persze ennek megfelelően több precíziós munkát is igényelnek. Minthogy azonban az amatőrök többsége az ésszerűség egészséges álláspontján van, vagyis nem a lehető legjobbra törekszik, hanem csak arra, amire éppen szükség is van, az ilyen tökéletesített konstrukcióknak az amatőrgyakorlatban mind ez ideig még nincs különösebb jelentőségük.



31.15. ábra. Szerkezeti megoldás a 31.14. ábra szerinti reflektomérőhöz (DM 2 AEO szerint)

### 31.2.2.3. A reflektomérők beállítása és hitelesítése

Hogy behangolhassuk a reflektomérőt, egy 60  $\Omega$ -os ellenállással le kell zárunk „antennaoldalt” (a  $H_2$  csatlakozóhüvelyt). Ebben az esetben olyan terhelést kap a reflektorkapcsolás, hogy a teljes átfolyó teljesítményt (a kifelé haladó hullámot) elnyeli a lezáróellenállás, vagyis nem keletkezik visszavert hullám. Az  $s=1$  hullámossági tényezővel (állóhullámaránnyal) jellemzett tökéletes illesztés akkor áll fenn, ha a „visszahaladási” irányban megfelelően beiktatott mérőág nem jelez semmilyen feszültséget. A házi eszközökkel elkészített reflektorokkal mindjárt az első bekapcsoláskor többnyire nem ez a helyzet, aminek sokféle oka lehet, és ilyenkor meg kell próbálni úgy állítani be a készüléket, hogy lehetőleg minél jobban megközelíthessük az ideális viszonyokat.

A terhelőellenállásnak — műantenna vagy absorber néven is ismeretes — olyannak kell lennie, hogy az adóból érkező nagyfrekvenciás teljesítményt teljes egészében hővé alakíthassa át. A behangoláshoz csökkentjük az adó teljesítményét, hogy kisebb terhelhetőségű ellenállásokkal is beérhessük.

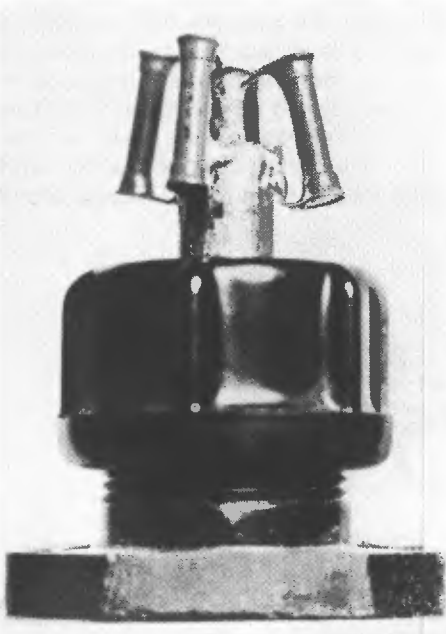
Egy nagyon jól használható és kevésbé költsé-

ges terhelőellenállást a 31.16. ábrán láthatunk. Úgy készítjük el, hogy négy 240  $\Omega$ -os szénrétegellenállást párhuzamosan kapcsolunk, és az egészet egy közönséges — üzletekben kapható — koaxiális csavaros dugasztra forrasztjuk. Az ilyen műantenna terhelhetősége az egyes ellenállások terhelhetőségének az összegével egyenlő. Minél több ellenállást kapcsolunk párhuzamosan, annál kisebb lesz a párhuzamos kapcsolás teljes (káros) induktivitása, feltéve hogy gyakorlatilag minden hazalkivezetés nélkül kötjük össze az ellenállásokat. Az azonban nagyon fontos, hogy a párhuzamos kapcsolás eredő ellenállása mindig 60  $\Omega$  legyen (illetve egyezzen meg azzal az ellenállással, amelyre a reflektomérő hullámellenállását méreztük).

Mínthogy az alkatrészek komplex tulajdonságai a frekvencia növelésével szintén nőnek, lehetőleg ennél nagyobb frekvencián kell elvégezni a beállítást. Ezzel egyidejűleg egyre kényesebbé is válik a munka, de így legalább biztosak lehetünk abban, hogy a kisebb frekvenciákon is a legjobb értékeket állítottuk be. A rövidhullámú reflektorokat eszerint 28 MHz körüli frekvencián állítjuk be, és ha a 2 m-es sávban is akarunk dolgozni, kereken 145 MHz legyen a beállítási frekvencia.

Mint már említettük, ajánlatos előzőleg az alkalmazandó diódával összekapcsolt állapotban is hitelesíteni a jelzőműszert. Ezt a hitelesítést egyenfeszültséggel végezzük el. A hitelesítéshez összeállított kapcsolásban a diódát áteresztési irányban sorbakapcsoljuk a jelzőműszerrel és a  $P$  érzékenyszsabályozóval. Pontosan adagolt mérési egyenfeszültségeket vezetünk az áramkörre, de mindezekelőtt úgy állítjuk be a  $P$  potenciométert, hogy a legnagyobb mérési feszültség teljes kitérést idézzen elő a műszeren. A további hitelesítési műveletek során már nem változtatjuk meg a  $P$  érzékenyszsabályozó beállítását. Ezután tizedrészenként fokozatosan csökkentjük a hitelesítési feszültséget, és a műszer skáláján megjelöljük a műszer mutatójának egyes kitéréseit. Ez az új skálaosztás a dióda jelleggörbéjének megfelelően különösen a kezdeti szakasz mentén nem lesz lineáris.

Mínthogy aligha van két olyan dióda, amelyek teljesen egybeesne a jelleggörbéje, mindig azzal a diódával kell elvégeznünk a skála hitelesítést, amellyel egyenirányítani akarjuk majd a visszafelé haladó hullám feszültségét. A kifelé haladó hullámnak megfelelő dióda jelleggörbéjének legalább a teljes kitérés pontjában egyeznie kell a visszafelé futásnak megfelelő dióda jelleggörbéjével.



31.16. ábra. Kitűnő lezáróellenállás a reflektomérő hitelesítéséhez (DM 2 AEO szerint)



Az (5.15)—(5.25) egyenletekkel az 5.2. alfejezetben részletesen megmagyaráztuk a feszültségviszonyok és a hullámossági tényezők közötti összefüggéseket. Az (5.15) egyenlet értelmében az  $s$  hullámossági tényező (vagyis SWR állóhullámarány):

$$s = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}$$

Minthogy a reflektométeren  $U_{\max}$  a kifelé haladó hullám  $U_k$  feszültségének,  $U_{\min}$  pedig a visszafelé haladó hullám  $U_v$  feszültségének felel meg, felírhatjuk, hogy

$$s = \frac{U_k}{U_v}$$

A szóban forgó esetben mindig úgy állítjuk be a  $P$  érzékenységszabályozóval az áthaladási feszültséget, hogy a mérőműszeren — e feszültség tényleges értékétől függetlenül — teljes kitérést kapjunk. Így tehát  $U_k=1$  értéket helyettesíthetünk be a képletben. Ily módon  $U_v$  mért értéke 1 tört részében adódik, és ezáltal a hullámossági tényező (az állóhullámarány):

$$s = \frac{1+U_v}{1-U_v} \quad (31.4)$$

Ha a műszer skáláján a diódás hitelesítés tizedes osztásait tüntettük fel, az egyes skálaosztásokhoz a (31.4) egyenlet felhasználásával a következő  $s$  értékeket rendelhetjük hozzá:

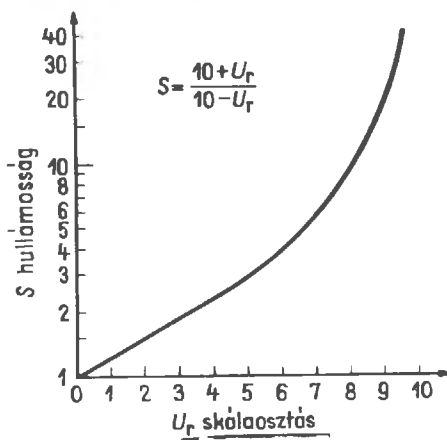
Skálaosztás:	0	1	2	3	4	5
$s$ :	1,0	1,2	1,5	1,9	2,3	3,0
	6	7	8	9	10	
	4,0	5,7	9,0	$\infty$		

Ha nem akarunk ilyen törtszámokkal dolgozni, az állóhullámarány „kerek” értékeivel is hitelesíthetjük a skálát.

A 31.17. ábrán megadjuk a skálaosztás és az  $s$  állóhullámarány közötti összefüggés görbéjét arra az esetre, amikor tíz egyenlő feszültségugrásnak megfelelően osztjuk be a skálát. Ha nem akarjuk közvetlenül állóhullámarányban hitelesíteni a skálát, mint hitelesítési görbét is felhasználhatjuk a 31.17. ábrát.

Eszerint a készülék tulajdonképpeni beállítása előtt már összekapcsolhatjuk a műszert a visszafutási diódával, és egyenfeszültséggel elvégezhetjük a hitelesítést. Jegyezzük meg, hogy a skálaosztások annál egyenletesebbek lesznek, minél érzékenyebb a műszer. A legszokásosabban a 0,1

mA teljes kitérésű lengőtekercses műszerek, de az 1 mA végkitérésűek is megfelelnek még. A  $P$  érzékenységszabályozó potenciométer ellenállása a műszer belső ellenállásától függ. 50 vagy 100 k $\Omega$  használható középértéknek bizonyult.



31.17. ábra. Az  $s$  állóhullámarány az  $U_h: U_r$  feszültségarány függvényében ( $U_h$  mindig 10 skálaosztással egyenlő)

*Általános érvényességű és minden reflektomérőre alkalmazható beállítási utasítás*

A reflektomérő (antennaoldali)  $H_2$  csatlakozóhüvelyét, mint már elmondtuk, lezárjuk a terhelőellenállással, a  $H_1$  kivezetést összekötjük (esetleg egy Collins-szűrő közébeiktatásával) az adó kimenetével. A reflektomérő átkapcsolóját a kifelé haladó hullámnak megfelelő helyzetbe állítjuk, bekapcsoljuk az adót, és úgy állítjuk be az adó kicsatolását, hogy a reflektomérő műszere a lehető legnagyobb feszültséget jelezze. Ez a beállítás az optimális adóterhelésnek felel meg. A  $P$  érzékenységszabályozóval most úgy állítjuk be a műszer mutatóját, hogy pontosan a skála végén álljon meg (vagyis tíz skálaosztást jelezen). Ezután átkapcsolunk a visszafutásra, a műszer kitérése lényegesen csökken, és kivételesen esetleg nullára esik vissza a mutató. Többnyire azonban marad bizonyos kitérés, és a hozzáférhető mérővezetővel ellátott reflektomérőkön próbáljuk meg óvatosan elcsúsztatni a mérővezető mentén a  $D_2$  diódacsatlakozást úgy, hogy minél kisebb legyen ez a maradékkitérés. Ha szakszerűen állítottuk össze a készüléket, és ha valós a lezáróellenállás, ezzel az eljárással majdnem teljesen megszüntethetjük a visszaáramlást. Az egyszerű Mickey match esetében nagyon korlátozottak a nullakiegyenlítés le-

hetőségei, és csak annyit tehetünk meg, hogy a mérővezetővel, illetve lezáróellenállásával megpróbálunk valamilyen javulást elérni.

A visszafelé haladó hullámnak megfelelő nulla-ki egyenlítés után megfordítjuk az átfolyási irányt, ha a  $H_2$  pontot az adó kimenetéhez csatlakoztatjuk,  $H_1$ -et pedig a műantennával terheljük.  $P$  megmarad eredeti helyzetében, az átkapcsoló a visszafutási iránynak megfelelő helyzetben van. Az adó változatlan kimeneti teljesítményével újra teljes kitérészt állítunk be a műszeren, majd ténylegesen megmérjük a visszaáramlást. A megfordított irány következtében most a visszafelé haladás diódájának szerepét veszi át  $D_1$ . Ehhez átkapcsolunk a kifelé haladásnak megfelelő irányra, és megmérjük a  $D_1$  diódával a visszafelé haladó hullámot. A  $D_1$  dióda óvatos eltolásával most szintén nullára kell állítani a mutató kitérését. Ezzel be is fejeztük a beállítást, és visszaállítjuk a reflektomérőt a normális átfolyási irányra.

A túlságosan nagy  $ad$  iránytényezőt arról ismerhetjük fel, hogy visszafutási feszültséget kapunk abban az esetben is, amikor valós lezáróellenállással végezzük a mérést. E jelenség okait a 31.2.1. pontban már elmondtuk. A mérőágban levő ellenállások megváltoztatásával vagy a mérővezető kisebb mértékű áthelyezésével is elérhetünk valamivel kedvezőbb viszonyokat. Ezenkívül ügyeljünk arra is, hogy a koaxiális belső vezető és a koaxiális  $H_1$  és  $H_2$  csatlakozóhéüvelyek közötti átmenetek reflexiómentesek legyenek, vagyis hogy ezeken a helyeken ne változzék meg ugrásszerűen a hullámellenállás. Ha csökkenteni akarjuk a mérési hibákat, nagyon gondosan kell megépítenünk az áramköri tekintetben is roppant egyszerű reflektomérőt.

Meg kell még jegyezni, hogy a reflektomérő diódái bizonyos körülmények között zavarokat okozhatnak a tv-vételben. Mint tudjuk, a diódás áramkörök mint frekvenciaszorzók nagyon sok felharmonikus termelnek. Ilyen felharmonikus-keltés a reflektomérőben is előfordulhat. Az egyenfeszültségű ámban, a diódák és a mérőműszer között alkalmazott szűréssel és fojtótekerccsel segíthetünk a bajon. Általában azonban elegendő a szokásos leblokkolás, ahogyan a kapcsolási rajzokon is feltüntettük, különösen ha árnyékolóházban helyeztük el a reflektomérőt.

A reflektomérős elrendezések nagyon sokoldalúan használhatók fel, és megfelelő felépítés esetén még a 70 cm-es sávban is alkalmazhatók. Minthogy az amatőrgyakorlatban a legfontosabb

antennamérő készülékek közé tartoznak, az egyes konstrukciós változatokat részletesen ismertettük. A kifelé haladási iránynak megfelelő helyzetben már a Mickey matchcel is beállíthatjuk a legkedvezőbb teljesítménykicsatolást az adó végfokozatában, ugyanis a lehető legnagyobb kifelé haladási feszültség optimális energiakicsatolásnak felel meg. A visszafutási helyzetben igen gyorsan megkapjuk az antennák rezonanciafrekvenciáját; ez ugyanis az a frekvencia, amelyen a lehető legkisebb az állóhullámarány. Ezenkívül az antennák beállítási munkálatainak sikerét folyamatosan ellenőrizhetjük a reflektomérőn, ha figyelemmel kísérjük a visszafutási feszültség növekedését vagy csökkenését. A reflektomérő csak jelentéktelen csillapítást okoz, úgyhogy az illesztés állandó ellenőrzésére benn is hagyhatjuk a tápvezetékben.

A 240  $\Omega$ -os illesztett szimmetrikus tápvezetékkel bekötött antennákkal kapcsolatban is előnyösen alkalmazható az ilyen jellegű reflektomérő. Ebben az esetben mindössze egy balunra van még szükség (7.6. ábra) a reflektomérő kimenete és a tápvezeték között. Ez a balun ilyenkor a szimmetriátalakító és a transzformátor szerepét tölti be.

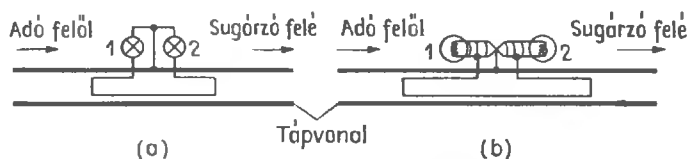
### 31.3. Állóhullámjelző szimmetrikus tápvezetékhez

Sok amatőrantennát illesztett szimmetrikus tápvezeték gerjeszt, és gyakori az ilyen esetekben a kereskedelmi forgalomban beszerezhető, ultrarövid hullámú szalagkábel alkalmazása. Az ilyen antenna-berendezések állóhullámjainak kimutatására kidolgozott egyszerű indikátorok a reflektomérőnek elvén működnek. Roppant egyszerű ellenőrző szerkezetek ezek, de kvantitatív mérések általában nem tesznek lehetővé, csak becslésszerű adatokat szolgáltatnak az illesztésről.

#### 31.3.1. Kétlángos indikátor szalagvezetékhez (twin lamp)

E nagyon egyszerű készülékben kis izzólámpák jelzik az állóhullámot. A készülék kapcsolási rajzát és mechanikai felépítését a 31.18. ábrán mutatjuk be.

A csatolóhurkot egy szalagvezeték-darabból készítjük el, ugyanolyanból, mint amilyenből a



31.18. ábra. A kétlámpás indikátor:  
(a) kapcsolási rajz; (b) mechanikai kialakítás

tápvezeték van. A csatolóhurok hosszát úgy kell megállapítani, hogy ne legyen egyenlő a negyedhullámmal. Rendszerint  $\lambda/10$  körülire vagy ennél is rövidebbre vesszük. A két végén rövidre zárjuk a vezetéket, középen pedig megszakítjuk az egyik vezetőt. Ezáltal egy kis hajlított dipólusnak felel meg a hurok. A megszakítási pontból a lehető legrövidebb úton összekötjük a kettévágott vezető két felét a két izzólámpa menetes részével. A lámpák középső érintkezőjét egymáshoz forrasztjuk, és egy rövid huzaldarabbal a tápvezeték közelebbi vezetőjéhez csatlakoztatjuk. Esetleg beszúrunk egy gombostűt, később pedig óvatosan megoldaszthatjuk a forrasztópákával. Az izzólámpa például 3,8 V/0,07 A típusú lehet, ennek kicsi a hőtehetetlensége, ezért jól beválik. A csatoló hurkot egy tetszés szerinti helyen lehetőleg minél szorosabban csatoljuk az energiavezetékkel, és ebben a helyzetben egy jól tapadó műanyag szalaggal rögzítjük.

Mérés előtt minél kisebbre csökkentjük az adó kimeneti teljesítményét, majd lassan annyira megnöveljük, hogy az izzólámpák közepes fénnel világítsanak. Ha nagyjából már megvolt az illesztés, az adó felé mutató 1-es izzólámpa sokkal erősebben fog világítani, mint az antenna irányában elhelyezett 2-es lámpa. Ebből már világosan felismerhetjük a reflektomérő elvét: az 1. izzólámpa a kifelé haladó hullámtól kap energiát, míg a 2. lámpa csak a visszafelé haladó hullámra reagál.

Az antenna illesztő eszközeinek most következő beállítása során arra törekszünk, hogy a 2. izzólámpa sötét maradjon, az 1. lámpa pedig ugyanakkor jól világítson. Ennek az állapotnak az elérésekor az állóhullámok eltűnnek, az illesztés pontossága kielégítő.

Ha kicsi a kimeneti teljesítmény, sokszor már nem lehet izzásra bírni a lámpákat. Ebben az esetben 500  $\Omega$ -os rétegellenállásokkal helyettesítjük az izzólámpákat, és a rajtuk keletkező nagyfrekvenciás feszültségést germánium-diódákkal egyenirányíthatjuk. A megfelelő nagyfrekvenciás szűrés után egy forgótékercses mérőműszerre ve-

zetjük a két egyenfeszültséget. Az illesztés akkor jó, amikor az antenna felé eső ellenálláson közel nulla a feszültségésés.

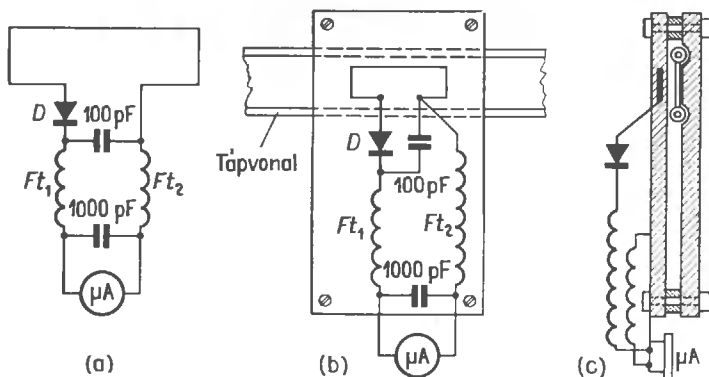
### 31.3.2. Nagyfrekvenciás feszültségjelzők mint állóhullám-indikátorok

A következőkben ismertetendő jelzőkészülékek már lehetővé teszik az állóhullámok kvantitatív mérését is. A hasított tápvonal (mérővezeték) elvén egy hosszabb vezeték szakasz mentén mérjük a nagyfrekvenciás amplitúdót, és a mért  $U_{\max}$  és  $U_{\min}$  feszültségértékek hányadosa megadja a keresett állóhullámarányt.

A gyakorlatban ez a mérési eljárás nem terjedt el annyira, mint az előbbieken ismertetett kétlámpás indikátor módszer, aminek oka a valamilyen nagyobb mechanikai ráfordítás és a bonyolultabb mérés.

A tápvezeték mentén végrehajtandó feszültségmérés előfeltétele, hogy az indikátor és a vizsgálandó szalagvezeték között minden mérési pontban ugyanakkora legyen a csatolási tényező. Ezért egy olyan tolokát szerkesztünk, amelyben el tudjuk helyezni a csatolóhurkot, és amelyet a logarléc ablakához hasonlóan végigcsúszthatunk a tápvezeték mentén. Példaként a 31.19. ábrán mutatunk be egy ilyen elrendezést. A huzalból kialakított hurokban indukció útján jut nagyfrekvenciás feszültség a tápvezetékből. A  $D$  germánium-dióda egyenirányítja ezt a nagyfrekvenciát.

Az így előállított egyenfeszültséget egy szűrőláncon keresztül a mikroampermérőre vezetjük és megmérjük. Minthogy a félvezető dióda egyenirányítási jelleggörbéje nemlineáris, a mutató műszert a diódával összekapcsolva újra hitelesíteni kell (lásd a 31.2. alfejezetet). A csatolóhurok itt kisebb méretű, mint a kétlámpás indikátorban. A rövidhullámok tartományában 5...10 cm lehet a hossza, a 2 m-es üzemben viszont körülbelül 2 cm-es hossz is elegendő. A két egyforma,  $F1_1$  és  $F1_2$  fojtótékercset a vizsgálandó frekvenciatarto-



31.19. ábra. Az állóhullámok mérése:

(a) kapcsolási rajz; (b) mechanikai kialakítás (előnézetben);  
(c) mechanikai kialakítás (oldalnézetben)

mánynak megfelelően méretezzük. A körülbelül  $0,5 \mu\text{H}$  induktivitású, kereszttekerceslű tekercsek minden rövidhullámú sávban jól használhatók. Az ultrarövid hullámokra tekercstest nélküli tekercseket készítünk oly módon, hogy lakkozott rézhuzalból körülbelül húsz menetet viszünk fel egy ceruzára. A mérőműszernek nem kell feltétlenül mikroampermérőnek lennie; ehelyett megfelel egy kevésbé érzékeny,  $1 \text{ mA}$  végkitérésű műszer is.

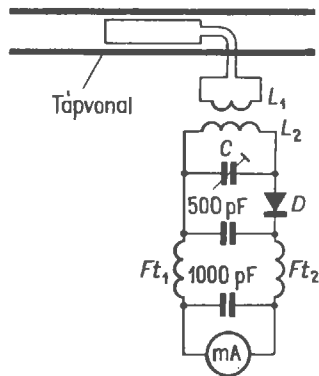
A csatolóhurkot  $1 \text{ mm}$  vastag rézhuzalból készítjük el, és beágyazzuk egy polisztirol lemezbe. A hőre lágyuló polisztirolba úgy tudjuk beágyazni a huzalból megfelelő hajlítgatásokkal kialakított hurkot, hogy egy vasalóval erősen felmelegítjük, majd „belevasaljuk” a lemezbe. A tápvezetékhez szükséges csúszópályát úgy munkáljuk meg a szemben levő lemezen, hogy a két lemezt szorosan egymásra fektethessük, de a tolóka (és vele együtt a mérőhurok is) mindig ugyanabban a magasságban csúszhasson el a tápvezeték fölött. A 31.19.(c) ábrán kissé eltúloztuk ezt a távolságot, hogy áttekinthetőbbé tegyük a rajzot.

Amikor a tápvezeték mentén végigvezetjük a mérőszerkezetet, a nagyfrekvenciás feszültség viszonylagos értékét jelzi a műszer. Illesztés esetén a szalagvezeték minden pontjában ugyanakkora feszültséget kapunk, vagyis nem keletkeznek állóhullámok a tápvezetéken.

Az illesztési hibát arról ismerjük fel, hogy hullámosan változik a kitérés a műszeren, feszültségmaximumokat és feszültségminimumokat kapunk. E két érték hányadosa az (5.15) egyenlet értelmében közvetlenül megadja az  $s$  hullámosági tényezőt, az SWR állóhullámarányt. A mé-

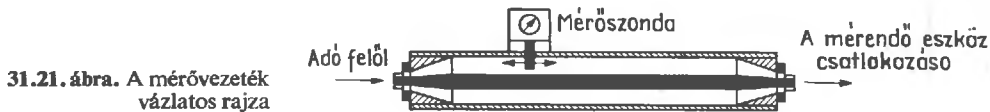
rőáramkör aperiodikus, tehát az előforduló frekvenciákat mind kifejezésre juttatja. Ha az adó nagyon sok felharmonikust termel, hamis mérési eredményeket kaphatunk.

A 31.20. ábrán látható mérési elrendezés ugyanaz az elven működik, de kiküszöböli az esetleges felhullámok hatását, ezenkívül különösen érzékenyen jelez. E kapcsolásban a csatolóhurok egy darab (körülbelül  $70 \Omega$  hullámellenállású) szalagvezetéken vagy lapos vezetéken keresztül az egy-két menetből álló  $L_1$  tekercshez csatlakozik. Az  $L_1$  te-



31.20. ábra. Érzékeny készülék az állóhullámarány mérésére

kercs és az  $L_2$  rezgőköri tekercs között lehetőleg változtatható csatolásra van szükség. Az  $L_2-C$  rezgőkört az adó frekvenciájára kell ráhangolni. Az utána következő nagyfrekvenciás egyenirányítóval és lengőtekerceses műszerrel együtt abszorpciós áramkört alkot. Ezt a készüléket is ugyanúgy



31.21. ábra. A mérővezeték vázlatos rajza

használjuk fel és kezeljük, mint az előbbi, egyszerűbb elrendezést.

A megfelelő mechanikai változtatások után ezek a jelzőáramkörök az otthoni eszközökkel összeállított és tetszés szerinti hullámellenállású nyitott, hangolatlan tápvezetésekre is alkalmazhatók.

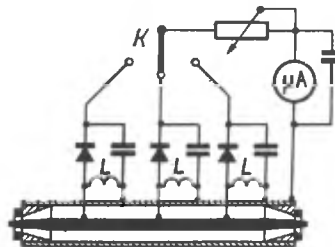
### 31.4. A hasított tápvonal

A nagyfrekvenciás vezeték mentén mért hullámmosság nemcsak az állóhullámarány meghatározását teszi lehetővé, hanem annak a megállapítását is, hogy mekkora a csatlakozó fogyasztók hatásos és meddőellenállása. A méteres és a deciméteres hullámú mérésekhez ezért a laboratóriumokban az úgynevezett hasított tápvonalak (mérővezetékek) használatosak. A hasított tápvonal egy pontosan meghatározott hullámellenállású koaxiális kábel mechanikailag merev változata (utánzata). Külső vezetője fel van hasítva, hogy e hosszanti hasíték mentén el lehessen csúsztatni a mérőfejet, és egy kapacitív letapogató szondával le lehessen venni a belső vezetőről a mérési feszültséget (31.21. ábra).

A gyári hasított tápvonalak nagy mérési pontosságú finommechanikai szerkezetek. Ennek megfelelően nagyon drágák is, úgyhogy a magában álló amatőr nem gondolhat a beszerzésére. Arra sem gondolhat általában, hogy otthoni eszközeivel elkészíti magának. Ezen túlmenően a deciméteres hullámok tartományára és a méteres hullámok tartományának egyes részeire korlátozódik a hasított tápvonalak alkalmazása.

A precíziós hasított tápvonal mechanikai egyszerűsítése abból áll, hogy lemondunk az elcsúsztatható mérőfejről, és ehelyett a vizsgálandó vezeték mentén néhány rögzített mérési pontról gondoskodunk (31.22. ábra). Ezt a háromdiódás hasított tápvonalat a méteres hullámok vagy a deciméteres hullámok tartományának egy előre meghatározott frekvenciájára szerkesztjük meg (a tápvonal hosszának és a mérési pontok helyzetének szempontjából). Alkalmazási területe ennek megletesen oszlojanak el rajta. Hullámellenállásának

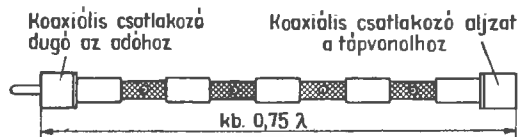
felelően igen korlátozott. A három pontban végrehajtott mérésből természetesen nem lehet annyit megtudni, mint a feszültség folyamatos letapogatósából. Az  $L$  induktivitásokból és a diódák kapacitásából alkotott rezgőköröket mindenhol a mérési frekvenciára kell hangolni.



31.22. ábra. A háromdiódás mérővezeték

A hasított tápvonal primitív utánzásával úgy alakíthatunk ki magunknak többmérőpontos vonalat, hogy egy darab koaxiális kábelt szerzünk, és belső vezetőjét több helyen szabadabbá tesszük a nagyfrekvenciás mérőfej szondáig csúcsának bevezetéséhez. Ezt a munkát úgy végezzük el, hogy több helyen eltávolítjuk a kábel külső védőköpenyét, ezekben a pontokban elcsúsztatjuk vagy átvágjuk a rézhuzalos szövedékből vagy szalagból készített külső vezetőt, és ezáltal kör alakú kis nyílásokon keresztül láthatóvá válik a dielektrikum. Ezt is szétnyitjuk, míg el nem érünk a belső vezetőhöz. Az így keletkező lyukba ragasszuk be egy átfúrt kerámia gyöngyöt vagy vékony kis műanyag csövet, hogy kívülről bedughassuk a vékony szondát, és csúcsával letapogathassuk a belső vezetőt.

Minden mérési pontot ezzel az eljárással készítünk el (31.23. ábra). Az ilyen mérővezetők hossza legalább  $0,75\lambda$  legyen, és a mérési pontok egymeg kell egyeznie a vizsgálandó tápvezetékek hul-



31.23. ábra. Ideiglenes mérővezeték több mérési ponttal

lámellenállásával. Ennek a mérőkábelnek az energivezeték részeként az adó kimenete és a tápvezeték közé kell kerülnie.

Egy nagyfrekvenciás csővoltmérő vagy valamilyen más nagyfrekvenciás feszültségmérő tapintójával (a szondával) most megmérjük az egyes mérési pontokban a nagyfrekvenciás feszültséget. Ha különböző feszültségértékeket kapunk, hibás az illesztés. A különböző mérési pontokban mért feszültségek azonossága azt jelenti, hogy helyesen illesztettük a tápkábelét a sugárzóhoz. Minthogy itt most nem folyamatosan tapogatjuk le a feszültséget a vezeték mentén, ezzel az eljárással nem tudjuk egyértelműen meghatározni a maximumokat és a minimumokat, vagyis nem tudjuk számszerűen meghatározni az állóhullámarány nagyságát. A deciméteres hullámok tartományában azonban még így is általában jobban működik ez a rögtönzött mérőkábel, mint az otthoni eszközökkel összeállított reflektomérő, úgyhogy a 70 cm-es és a 2 m-es sávban dolgozó amatőrnek érdemes megépítenie.

## 31.5. Hídkapcsolások az illesztés mérésére

Az antennaillesztés egyik sokoldalú, de egyszerűen elkészíthető segédeszköze a Wheatstone-híd szerint felépített nagyfrekvenciás mérőkapcsolás. Ilyen elrendezések többféle néven ismeretesek és terjedtek el, mind ugyanazon az elven működnek, akár antennaszköp, akár match maker a nevük. Elvi kapcsolási rajzuk a 31.24. ábrán látható.

Nagyfrekvenciás árammal tápláljuk a hidat, és olyan ellenállásokat kell felhasználni benne, amelyek tiszta rezisztenciák ezen a tápfrekvencián.  $R_1$  és  $R_2$  teljesen egyforma (legalább 1% pontossággal), maga az ellenállásérték azonban csak másodrendű fontosságú. Ilyen körülmények kö-

zött a híd kiegyenlített állapotában (amikor nullát jelez a műszer), az

$$\begin{aligned} R_1 &= R_2, & R_1 : R_2 &= 1 : 1; \\ R_3 &= R_4, & R_3 : R_4 &= 1 : 1 \end{aligned}$$

összefüggések érvényesek. Ha  $R_4$  helyére betesszük a vizsgálandó ellenállást, amelynek rezisztenciáját meg akarjuk határozni, és ha  $R_3$  egy hitelesített (indukciómentes) potenciométer, a híd kiegyenlítése után  $R_3$  skáláján leolvashatjuk a vizsgálandó ellenállás értékét. Így tehát közvetlenül megmérhetjük az antenna talpponti ellenállását. Tudnunk kell azonban, hogy ez a talpponti ellenállás csak akkor valós értékű, ha a rezonanciában van az antenna, vagyis a mérési frekvenciának meg kell egyeznie a sugárzó rezonanciafrekvenciájával. Ezenkívül a hidméréssel a tápvezeték hullámellenállását és rövidülési tényezőjét is megmérhetjük, bármilyen fajtájú vezetékéről legyen szó.

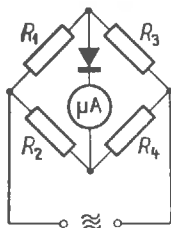
### 31.5.1. Az antennaszköp

A 31.25. ábrán egy olyan hídkapcsolást mutatunk be, amelyet jól felhasználhatunk az antennamérésekre, és amelyet annakidején W 2 AEF ismertetett. Ez a mérőhíd antennascopé néven vált ismertté.

Az  $R_1$ ,  $R_2$  ellenállásokra és a  $C_1$ ,  $C_2$  kapacitásokra W 2 AEF által megadott értékeket nem szükséges elfogadni. A fontos csak az, hogy  $R_1$  és  $R_2$ , továbbá  $C_1$  és  $C_2$  pontosan egyenlő legyen egymással. Eszerint  $R_1$  és  $R_2$  minden káros következmény nélkül 150 vagy 250  $\Omega$ -os vagy hasonló értékű lehet, ha két egyforma van belőle. Ugyanez a helyzet a  $C_1$  és  $C_2$  kondenzátorokkal is.

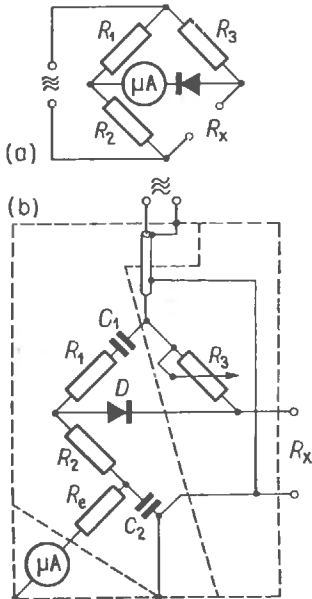
Felesleges volna szűk tűrésű, drága precíziós ellenállásokat beszerezni, amikor olcsóbban is kijövünk, ha sok egyforma ellenállás közül mérőhíddal vagy ohm-mérővel ki tudunk választani két egyformát.

$R_3$  helyén csakis kis induktivitású rétegpotenciométert használhatunk, a huzalos potenciométerek egyáltalán nem alkalmasak erre a célra. Egy lehetőleg minél kisebb méretű, tömör anyagú potenciométerrel, amelyről esetleg eltávolíthatjuk az árnyékolóburát, sokszor még ultrarövid hullámon is, 150 MHz-ig kielégítő mérési eredményeket kapunk. Szerelés közben főként arra ügyeljünk, hogy  $R_3$  és a szomszédos alkatrészek vagy árnyékolások között ennél kisebbek legyenek a szórt kapacitások. Ezért nem közvetlenül az előlapra, hanem egy keménypapír (fenolfiber) lemezre sze-



31.24. ábra. A nagyfrekvenciás mérőhíd alapkiosztása

reljük a potenciométert, és a tengelyét szigetelten vezetjük keresztül a fém előlapon. Ellenállásértékét azért szabtuk meg 500  $\Omega$ -ban, hogy az előforduló talpponti ellenállásokat és hullámellenállásokat lehetőleg mind megmérhessük. Minthogy azonban 500  $\Omega$ -os potenciométer nem mindig kapható az üzletekben, a szokásosan 1 k $\Omega$ -os lineáris rétegpotenciométerrel is megelégedhetünk.



31.25. ábra. Az antennascopé:

(a) a nagyfrekvenciás mérőhíd elvi kapcsolási rajza;  
(b) az antennascopé kapcsolási rajza

W 2 AEF szerint:

$R_1 = R_2 = 200 \Omega$ ;

$C_1 = C_2 = 500 \text{ pF}$ ;

$R_3$  lineáris potenciométer; 500  $\Omega$ ;

$R_e$  előtétellenállás a mérőműszerhez;

$M$  forgótekerces mérőmű, kb. 0,2 mA a teljes kitérés;

$D$  germánium-dióda

Az utóbbival párhuzamosan kapcsolunk egy 1000  $\Omega$ -os rétegellenállást, és így kedvezően fognak eloszlni a hitelesítési pontok az elfordulási szög skáláján. Minthogy egyre jobban terjednek a koaxiális kábellel táplált antennák, esetleg 100  $\Omega$ -ra korlátozhatjuk az antennaszköp mérési tartományát. Ebben az esetben  $R_3$  egy 100  $\Omega$ -os rétegpotenciométer lehet, hogy kedvezőbb legyen a leolvasási pontosság e mérési tartományban.

Egy pontosan mutató ohm-mérővel egyenfe-  
szültségen hitelesítjük a potenciométert, és forga-  
tógombját ellátjuk a megfelelő skálával, hogy köz-  
vetlenül leolvashassuk majd a beállított ellenállás-  
értéket. A híd kiegyenlítése után a megméréndő  
ellenállás egyenlő lesz a potenciométer skáláján

leolvasott értékkel.  $R_e$  a mérőműszer előtétellen-  
állása; nagysága attól függ, mekkora a mérőmű  
belső ellenállása, és hogy milyen jelzési érzékeny-  
séget akarunk elérni.

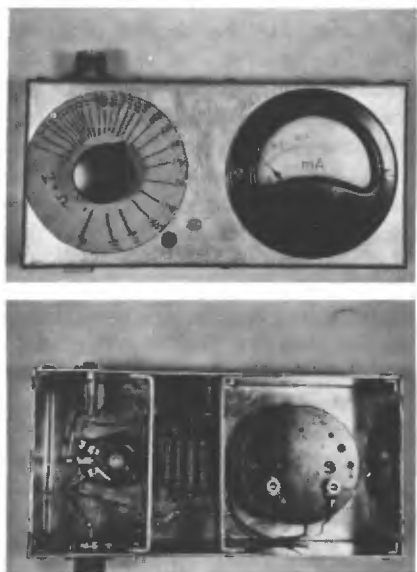
W 2 AEF 0,2 mA végkitérésű lengőtekerces  
műszert használ, ajánlatos azonban a különösen  
érzékeny (pl. 0,05 vagy 0,1 mA végkitérésű) mérő-  
művek alkalmazása. Mindig egy lehetőleg nagy  
értékű előtétellenálláson keresztül kössük be, hogy  
ne zavarhassa a híd kiegyenlítését. A germánium-  
diódának nem kell különösebb követelményeket  
kielégítenie; a kereskedelmi forgalomban kapható  
nagyfrekvenciás egyenirányító diódák közül  
mindegyik megfelel.

A hídágakban minél rövidebb vezetékek fel-  
használásával csökkenthetjük a káros szerelési  
induktivitásokat és kapacitásokat, de ügyeljünk a  
mechanikai szimmetriára. Az egész készüléket ár-  
nyékolóházban kell elhelyezni. E házon belül há-  
rom külön árnyékolóburát képezünk ki, és a  
31.25.(b) ábra szerint helyezük el bennük az al-  
katrészeket (az árnyékolásokat szaggatott vonal-  
lal rajzoltuk be az ábrán). A híd egyoldalasan van  
testpotenciálón, tehát nem földszimmetrikus. Ez-  
által egyszerűbb a felépítés, kevésbé kényes a szer-  
elés. Így különösen az olyan tárgyak csatlakozta-  
tására alkalmas a készülék, amelyek (mint például  
a koaxiális kábelek) a földhöz képest nem szim-  
metrikusak. Ennek ellenére azonban kielégítő pon-  
tossággal mérhetünk vele szimmetrikus vezetéke-  
ket és antennákat is. Az árnyékolást nem földel-  
jük. Ajánlatos ezért szigetelőlábakra helyezni a  
készüléket, és bevonni valamilyen szigetelő-védő-  
lakkal a ház külső felületét. Éppen ilyen jól beválik  
erre a célra a rézkasírozású lemezekből összeállí-  
tott doboz is. Mint már említettük, a potenciomé-  
ter árnyékolóburájával együtt úgy kell egy kis sz-  
igetelőlemeze szerelni, hogy lehetőleg minél tá-  
volabb kerüljön a környező fémrészekről. Fém-  
részeit nem szabad összekötni az árnyékolással.

A rövid- és az ultrarövid hullámok tartományá-  
ban egyaránt minden változtatás nélkül használ-  
hatjuk az antennaszköpot. Ultrarövid hullámon  
a mechanikai felépítéstől és az egyes alkatrészek-  
től függ a készülék alkalmazhatóságának felső hatá-  
ra. A híd táplálásához szükséges nagyfrekvenciás  
generátor egy grid dip vagy bármilyen más, változ-  
tatható frekvenciájú és elegendő kimeneti teljesít-  
ményű nagyfrekvenciás rezgéskeltető (például tel-  
jesítményt szolgáltatató jelgenerátor) lehet. A be-  
vezetett nagyfrekvenciás teljesítményt nem szabad  
1 W fölé növelnünk, hogy megóvhassuk a diódát

és a mérőműszert a sérülésektől, de körülbelül 0,2 W már elegendő a híd táplálására.

A nagyfrekvenciás csatolást nagyon egyszerűen, egy 1...3 menetből álló hurokkal hozzuk létre. Ezt a hurkot olyan szorosan csatoljuk a grid-dip rezgőköri tekercséhez, hogy amikor üresen hagyjuk az  $R_x$  kapcsokat (a vizsgálandó ellenállás csatlakozását), teljes kitérést kapjunk a műszeren. A grid-dip szoros csatolása eltolhatja a frekvenciahitelesítést. A hibás mérések elkerülésére egy hitelesített frekvenciakálajú vevővel állandóan ellenőrizni kell a ténylegesen előállított frekvenciát. A 31.26. ábrán bemutatjuk a W 2 AEF szerint megépített egyszerű, de üzembiztos antennaszköpöt.



31.26. ábra. Antennascope W 2 AEF szerint.  
Fent az előlap, lent a készülék belseje látható

A készülék működésének vizsgálatához egy ismert értékű, indukciómentes ellenállást kapcsolunk az  $R_x$  kapcsokra. A híd kiegyenlítése után a potenciométeren leolvasott értéknek meg kell egyeznie a vizsgálandó ellenállással. Ezt az eljárást különböző tápfrekvenciákon és több, nem változtatható ellenálláson végezzük el. Ekkor egyúttal a készülék használhatósági hatáirairól is áttekintést kapunk, ugyanis megfigyeljük, hogy meddig jelzi a műszer élesen a híd egyensúlyát. A rövidhullámok tartományában mindig kifogástalan mérési eredményeket kell kapnunk, az ultrarövid hullámokon viszont többé-kevésbé komplexszé válnak

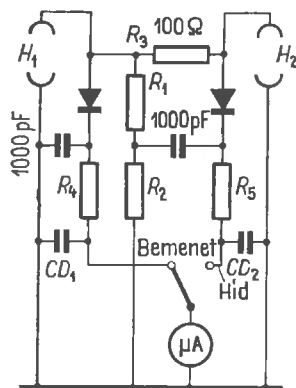
az áramkörti elemek, és ilyenkor már nem lehet pontosan beállítani a híd egyensúlyát. A huzalozás, a vezetékhozzsák és az alkatrészek gondos változtatgatásával elérhetjük, hogy még a 2 m-es sávban is elfogadható eredményeket szolgáltatasson az antennaszköp. A 70 cm-es sávban azonban már teljesen felmondják a szolgálatot az egyszerű hídkapcsolások.

Nagyon gondos felépítésükkel és a meddőellenállások kompenzálásával a gyári illesztésmérő hidak felső határfrekvenciája körülbelül 250 MHz-et érhet el. A működés sikeres ellenőrzése után gyakorlati mérések elvégzésére is felhasználhatjuk antennaszköpünket.

### 31.5.2. A match maker

A match maker néven népszerűsített hídkapcsolás nem más, mint egy olyan antennaszköp, amely külön és legfeljebb 100  $\Omega$  ellenállású koaxiális kábelek és antennák mérésére készült. Ezenkívül egy második nagyfrekvenciás egyenirányító is van ebben a készülékben, hogy meg lehessen mérni a nagyfrekvenciás tápfeszültséget is.

A match maker kapcsolási rajzát a 31.27. ábrán látjuk. A házat itt is három árnyékolt rekeszre osztjuk fel, és a középső rekeszben a bemeneti feszültség méréséhez szükséges germánium-diódát és szűrőeszközöket külön helyezük el, hogy a hídkapcsolás elemeitől árnyékolva legyenek. A 100  $\Omega$ -os potenciométer indukciómentes tömör ellenállást tartalmaz. Ezt is ugyanolyan elvek szerint építjük be a készülékbe, mint az antennaszköp potenciométerét. A nem változtatható  $R_1$ ,  $R_2$  ellenállásoknak teljesen egyformáknak kell lenniök, értékük azonban 40 és 80  $\Omega$  között tetszés szerinti



31.27. ábra. A match maker



lehet. Induktívitasmentességet és 1 W terhelhetőséget követelhetünk meg tőlük. A műszer  $R_4$  és  $R_5$  előtétellenállásai normális típusúak, értékük magától a műszertől függ, 0,1 mA végkitérésű Depréz-műszerhez  $R_4 = 15$ ,  $R_5$  pedig 7,5 k $\Omega$  lehet. Figyeljük meg, hogy  $R_4$  és  $R_5$  aránya 2 : 1.  $CD_1$  és  $CD_2$  körülbelül 1000 pF kapacitású átvezetőkonkondenzátor, de ez a kapacitásérték nem kényes paraméter. A potenciométert egy pontosan jelző ellenállásmérő készülékkel hitelesítjük (de előbb leválasztjuk róla a germánium-diódákat). A mért értékeket egy jól áttekinthető skálán tíz ohmonként jelöljük be.

A készülék elkészítése után a beállítás és a működés ellenőrzése következik. Ehhez először egy ismert értékű (pl. 60  $\Omega$ -os), indukciómentes ellenállással zárjuk le a  $H_2$  kimenetet (a vizsgálandó ellenállás csatlakozási helyét). A műszer átkapcsolóját BEMENET helyzetbe állítjuk. A készülék bemenetére akkora nagyfrekvenciás áramot vezetünk, hogy a műszer mutatója a skála közepéig térjen ki. Ehhez körülbelül 0,2 W nagyfrekvenciás teljesítmény szükséges, és egy grid-dip elegendő hozzá. Most átkapcsoljuk a műszert HÍD helyzetbe, és úgy állítjuk be a potenciométert, hogy egyensúlyban legyen a hid (nullára csökkenjen a feszültség). A potenciométer skáláján leolvasott értéknek pontosan meg kell egyeznie a vizsgált ellenállással. Ezt az ellenőrző vizsgálatot különböző tápfrekvenciákon és különböző lezáróellenállásokkal többször is elvégezhetjük. Utána leválasztjuk a lezáróellenállást, és szabadon hagyjuk a vizsgálandó ellenállás bekötésére használatos kapcsokat. Nagyfrekvenciával tápláljuk a készüléket oly módon, hogy „Bemenet” helyzetben a mérőműszer mutatója megint a skála közepén álljon. Átkapcsolunk a „Híd” helyzetbe, és most teljes kitérést kell kapnunk a műszeren (az előtétellenállások 2 : 1 arányban állnak egymással).

Ha nem kapunk teljes kitérést, addig változtatjuk az  $R_5$  ellenállást, amíg teljesen ki nem tér a mutató. Ezt a beállítást a  $H_2$  kimenet rövidrezárásával is elvégezzük. Ugyanazzal a bemeneti feszültséggel most is azt kell tapasztalnunk, hogy a műszer mutatója a „Híd” helyzetben teljesen kitér, a „Bemenet” helyzetben pedig csak félig tér ki. Ha nem ezt tapasztaljuk, az  $R_1$ ,  $R_2$  ellenállások nem pontosan egyenlők egymással. Most már ráterhetünk a hitelesítésre, hogy a műszer kitérése közvetlenül az állóhullámarányt, vagyis az  $s$  hullámossági tényezőt adja meg.

A potenciométert 60  $\Omega$ -ra állítjuk, és egy induk-

ciómentes, 60  $\Omega$ -os ellenállással lezárjuk a  $B_2$  kimenetet. A nagyfrekvenciás tápfeszültséget úgy állítjuk be, hogy „Bemenet” helyzetben a skála feléig térjen ki a mutató. Most átkapcsolunk „Híd” helyzetbe, és a mutatónak vissza kell térnie az  $s = 1$  hullámossági tényezőnek (1 : 1 állóhullámarány) megfelelő nullára. Ezután sorra különböző, de ismert értékű ellenállásokkal zárjuk le a  $H_2$  kimenetet, az átkapcsolót „Híd” helyzetbe hozzuk, és feljegyezzük az egyes ellenállásokkal kapott kitéréseket. A bemeneti feszültségnek közben állandó értéken kell maradnia, és nem szabad megváltoztatnunk a potenciométer beállítását sem. Ha például 120  $\Omega$  a lezáróellenállás, a mutatóval jelzett skálaosztás 2 : 1 állóhullámarány (120  $\Omega$  : 60  $\Omega$ ) felel meg; 240  $\Omega$  lezáróellenállással  $s = 4$  hullámossági tényezőzt kapunk stb. Elég sok lezáróellenállás megvizsgálása után a mért értékek alapján pontosan felrajzolhatjuk a hitelesítési görbét. Azt is megtehetjük egyébként, hogy közvetlenül a műszer skálájára írjuk rá az  $s$  hullámossági tényező értékeit. A gyakorlati mérések során megfogadjuk a következő tanácsokat:

a) A potenciométert mindig a kérdéses koaxiális kábel hullámenellenállásával megegyező ellenállásértékre kell beállítanunk.

b) A bemeneti feszültséget („Bemenet” helyzetben) minden egyes mérés előtt úgy állítsuk be, hogy a műszer mutatója a skálának pontosan a közepére álljon be.

c) Az antennamérések során a tápfrekvencia egyezzen meg a vizsgált antenna rezonanciafrekvenciájával.

A match maker helyes felhasználásával a rövidhullámok tartományában kielégítő pontossággal oldhatunk meg minden illesztési feladatot.

### 31.5.3. Rögzített értékű mérőellenállással működő illesztésmérő hidak

Az amatőr többnyire csak egyfajta kábelt, például 60  $\Omega$  hullámenellenállású koaxiális kábelt használ fel adóantennáinak táplálására. Az ilyen esetekben egy rögzített értékű, indukciómentes ellenállással helyettesíthetjük a match maker potenciométert, és olyan ellenállást keresünk ehhez, amely pontosan megegyezik a kérdéses kábel hullámenellenállásával. Ezáltal persze kissé beszűkítjük a mérési lehetőségeket. Gondoljuk meg azonban, milyen nehéz szert tenni egy olyan potenciométerre, amely az ultrarövid hullámokon is tisztá rezisztenciaként működik. Nem változtatható, de

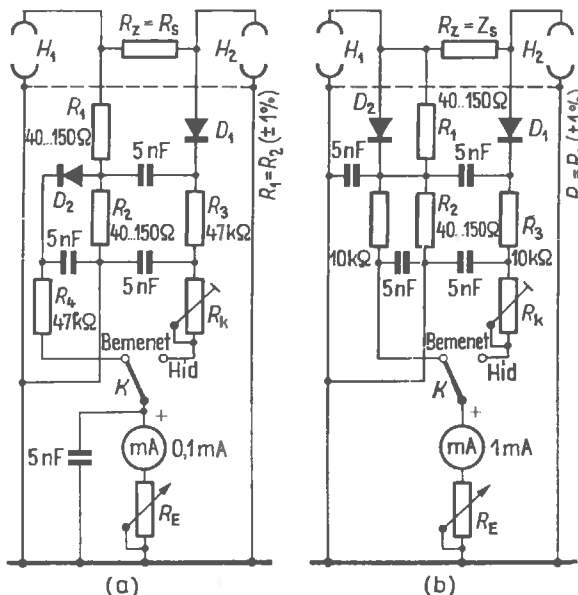
indukciómentes (ultrarövid hullámú) ellenállásokat azonban be lehet szerezni az üzletekben, és az ilyen ellenállással megnövelhetjük a készülék határfrekvenciáját.

A 31.28. ábrán példaként két olyan állóhullámmérő hidat mutatunk be, amelynek nem változtatható az  $R_z$  mérőellenállása. A tápvezeték  $Z_0$  hullámellenállásától függően 50, 60, 70 vagy 75  $\Omega$ -os ez az ellenállás. Ezenkívül szűk tűrésű és kis induktivitású szénrétegellenállásra van szükség  $R_z$  helyén, a terhelhetőségnek általában nem kell 0,5 W-nál nagyobbak lennie. A többi áramköri elemre és a beállításokra is értelemszerűen a match maker ismertetése során adott tanácsok érvényesek.

Az  $R_3$  és  $R_4$  ellenállások egyenlő értékűek, nem változtathatók, és a műszer előtétellenállásának a szerepét töltik be. Annál nagyobbak lehetnek, minél érzékenyebb a műszer. Nagy előtétellenállással lineárisra válik a feszültségmérés skálája, úgyhogy ebben az esetben nem kell a dióddal együtt is hitelesíteni a műszert. Minden kapacitás helyen 5000 pF-os kerámia tárcsás kondenzátort használunk (egyébként azonban 1000 és 10 000 pF között bármilyen kapacitású érték megfelel). Az  $R_k$  utánállító ellenállásra csak az első beállítás során van szükség. Az ellenállásérték itt körülbelül 1 k $\Omega$ .  $R_E$  az érzékenységszabályozó ellenállás, és nagysága attól függ, hogy mekkora a mérőműszer belső ellenállása. A szaggatott vonallal berajzolt

árnyékolás azt jelenti, hogy az  $R_z$  mérőellenállást külön árnyékolóburába kell helyezni, és lehetőleg ennél rövidebb kivezetésekkel kell  $H_1$  és  $H_2$  közé beforrasztani.

Először még üresen hagyjuk a  $H_2$  hüvelyt, és a  $H_1$  hüvelyen keresztül nagyfrekvenciás árammal tápláljuk a hidat. Az átkapcsolót „Bemenet” helyzetbe állítjuk, és az  $R_E$  érzékenységszabályozót úgy forgatjuk el, hogy pontosan a skála végéig térjen ki a mutató. Ha most átkapcsolunk „Híd” helyzetbe, továbbra is teljes kitérést kell mutatnia a műszernek. Sokszor nem ezt tapasztaljuk, és ekkor az  $R_k$  korrekciós trimmert kell megfelelően beállítanunk. Ezt a trimmert úgy szabályozzuk, hogy teljes kitérést kapjunk, amikor üresen hagyjuk a  $H_2$  csatlakozóhüvelyt. Utána visszakapcsolunk „Bemenet” helyzetbe, és rövidzárjuk a  $H_2$  hüvely érintkezőit, és ha szükséges, az  $R_E$  ellenállással újra teljes kitérésre állítjuk be a műszer mutatóját. A „Híd” helyzetbe átkapcsolt műszerrel is teljes kitérést kell kapnunk; ha nem ez a helyzet,  $R_1$  és  $R_2$  nem pontosan egyenlő egymással, vagy szórt csatolások vannak a hidágak között. Ezt a beállítást több tápfrekvenciával kell elvégeznünk, de legalábbis a legnagyobb és a legkisebb üzemi frekvencián (azon a tartományon, például a 80 vagy a 10 m-es sávon belül, amelyben használni akarjuk majd a készüléket). Az eredményekből következtethetünk az esetleges hibák-



31.28. ábra. Rögzített mérőellenállásos hidkapcsolások

ra. Ha például  $R_1$  és  $R_2$  nem elég pontosan egyenlő egymással, maga a híd viszont kifogástalan felépítésű, a hibás kitérés minden frekvencián pontosan ugyanaz marad. Ha viszont a különböző frekvenciákon különböző értékeket kapunk, feltételezhetően kedvezőtlenül rendeztük el a hídkapcsolás alkatrészeit, és ebből a helytelen szerelésből szórt induktivitások és szórt kapacitások származnak.

A nagyfrekvenciás mérőhidak szerkezeti felépítésében a következő általános érvényességű szabályokat kövessük:

a) A hídkapcsolás nagyfrekvenciás ágában minél rövidebbek legyenek a kivezetések az egyes alkatrészekben.

b) Az  $R_z$ ,  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásokat úgy kell felszerelni, hogy a szomszédos fémalkatrészekről számított távolságuk ne legyen kisebb saját átmérőjük kétszeresénél.

c) A nagyfrekvenciás ágba úgy helyezzük el az alkatrészeket, hogy induktív vagy kapacitív csatolások útján lehetőleg minél kisebb mértékben befolyásolhassák egymást.

A híd egyensúlyának vizsgálatához — mint általában a hídmérésekhez — az alaphelyzetből indulunk ki, vagyis a  $H_2$  hüvelyt üresen hagyjuk, és az  $R_e$  ellenállást úgy állítjuk be, hogy az átkapcsoló mindkét helyzetében pontosan a skála végéig térjen ki a műszer mutatója. Most bekötjük  $H_2$  helyén az  $R_z$  értékének pontosan megfelelő lezáróellenállást. „Bemenet” helyzetben teljes kitérést kell kapnunk (szükség esetén utánállítjuk az  $R_E$  ellenállást). Ha átkapcsolunk most a „Híd” helyzetbe, a mutatónak vissza kell térnie nullára. Ha minden tápfrekvencián változatlanul ugyanakkora kitérés marad meg,  $R_z$  nem egészen pontosan egyezik meg a lezáróellenállással, ha viszont frekvenciafüggő nagyságú maradékkitérést észlelünk, nem eléggé elhanyagolható az  $R_z$  mérőellenállás induktivitása, vagy pedig szórt csatolások vannak az áramkörökben.

Ha a műszer kitérése arányos a nagyfrekvenciás feszültséggel, és ha a skálaosztás tíz egyenlő nagyságú feszültségintervallumnak felel meg, az  $s$  hullámossági tényezőt a már ismert módon úgy kapjuk meg, hogy az átkapcsoló „Híd” helyzetében skálaosztásban leolvassuk a műszer kitérését, és a 31.17. ábrán megkeressük az ennek a skálaosztásnak megfelelő  $s$  értéket.

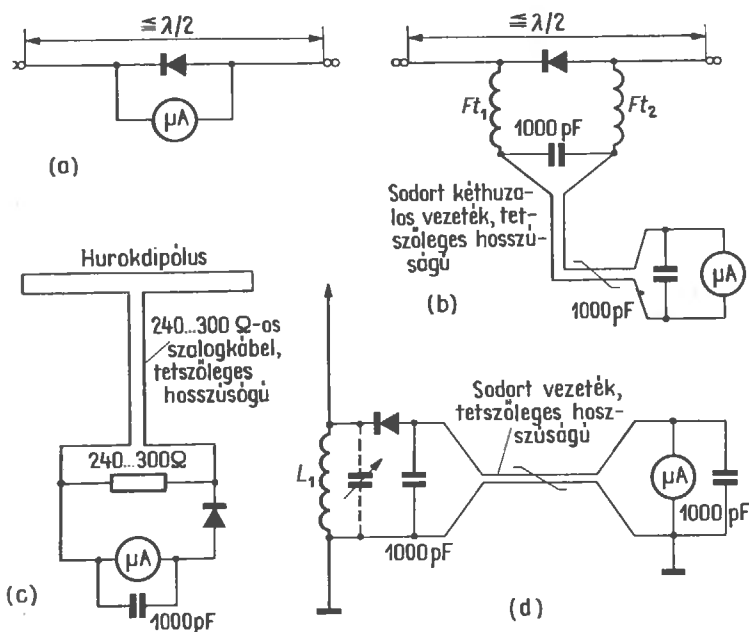
## 31.6. Térerősségjelző készülék

Az antennahangolások megkönnyítésére és az iránythatóságú antennák sugárzási diagramjának ellenőrzéséhez jól felhasználhatók az egyszerű térerősség-indikátorok. Segítségükkel elvégezhetjük egyes antennákon az utolsó simításokat.

A 31.29. ábrán néhány egyszerűbb jelzőkészülék kapcsolási rajzát láthatjuk. A 31.29.(a) ábra a leg-elegyszerűbb változatot adja meg: az egyenes, félhullámú dipólust és közepén a lehetőleg érzékeny mikroampermérővel mint jelzőműszerrel párhuzamosan kapcsolt félvezető diódát. A mérődipólusnak nem kell feltétlenül  $\lambda/2$  hosszúnak lennie; tetszés szerint rövidíthetjük, ezzel azonban rontjuk a műszer érzékenységét. Ha a vizsgálandó iránysugárzó vízszintes polarizációval sugároz, a mérődipólust is vízszintes helyzetben kell felállítanunk. Fzt a mérődipólust egyébként az adóantennától minél nagyobb távolságban és vele egyenlő magasságban szereljük fel. Ha az antenna a térerősségindikátor felé sugároz, kisebb vagy nagyobb kitérést kapunk a mérőműszeren. Magunk persze nem olvashatjuk le ezt a műszert, úgyhogy ezt a munkát egy segédzemélyre kell bízunk, ami körülmenyessé és kényelmetlenné teszi a viszonyokat.

A 31.29.(b) ábra szerint külön is felállíthatjuk a műszert, és egy tetszés szerinti hosszúságú sodrott kéthuzalos vezeték vagy lapos kábel útján köthetjük össze a mérődipólussal. Ebben az esetben látótávolságon belül lehet a műszer, úgyhogy a hangolási munkák menetét közvetlenül megfigyelhetjük rajta.  $Ft_1$  és  $Ft_2$  az ultrarövid hullámokon egyszerű negyedhullámú fojtó. A rövidhullámok tartományában bármelyik sávban nagyfrekvenciás fojtótekerccsek is megfelelnek, induktivitásuk 1 mH körül lehet, de meglehetősen tág határok között választhatjuk meg.

Hajlított dipólust a 31.29.(c) ábra szerinti elrendezésben használhatunk. A tetszés szerinti hosszúságú ultrarövid hullámú szalagkábel úgy csatlakoztatjuk a hajlított dipólushoz, hogy megfelelő illesztés legyen a hullámmellenállása és a dipólus talpponti ellenállása között. A szalagkábel végét egy 240...300  $\Omega$ -os ellenállással illetve lezárjuk. A nagyfrekvenciás egyenirányítót ebben az esetben a tápvezeték talppontján helyezzük el. Ez az elrendezés az ultrarövid hullámok tartományában jól használható, a rövidhullámú sávokban viszont alkalmazását akadályozza a viszonylag nagy méretű dipólus.

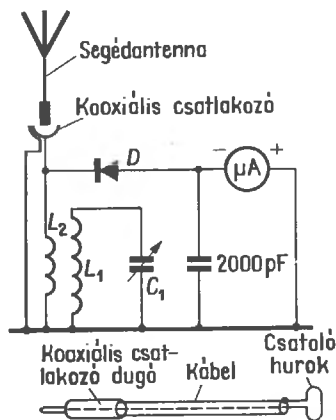


31.29. ábra. Térerősségjelző készülék

Kifejezetten a rövidhullámokra alkalmas a 31.29.(d) ábra szerinti térerősségindikátor. Itt egy rövid segédantenna veszi fel a nagyfrekvenciát. Az  $L_1$  nagyfrekvenciás fojtótekerccsen létrejövő nagyfrekvenciás feszültséget egy germánium-diódával egyenirányítjuk, majd egy tetszés szerinti hosszúságú kéthuzalos vezetékkel (sodrott terepkábellel, csengővezetékkel stb.) a műszerhez vezetjük. Az egész elrendezést egyoldalasan lehet földelni. Nagyobb érzékenységet úgy érhetünk el, hogy az  $L_1$  tekerccsel párhuzamosan kapcsolunk egy  $C$  forgókondenzátort (amelyet az ábrán szaggatott vonallal rajzoltunk be), vagyis párhuzamos rezgőkörre egészítjük ki a tekerccset. A hangolási tartománynak magába kell foglalnia a mérendő frekvenciát, és frekvenciaváltáskor utána kell hangolni a rezgőkört. A minden kivitelezési esetben megtalálható félvezető diódák bármelyik nagyfrekvenciás típusból vehetők. A mérőműszerre nincsenek különlegesebb követelmények, de teljes kitérése ne legyen nagyobb 0,5 mA-nél. Az egyszerű készülékekkel viszonylagos térerősségméréseket végezhetünk, felvehetjük az elforgatható irány sugárzóhoz hozzávetőleges iránydiagramját, durván meghatározhatjuk a hátrasugárzási csillapítást.

Egyes esetekben szelektív térerősségjelzőkre van szükség, vagyis olyan készülékekre, amelyek

csak akkor jelzik a térerősséget, ha a kérdéses frekvenciára hangoljuk őket. Ezek a készülékek egyesítik magukban a térerősségjelzőt és a hullámmérőt. Ennek a követelménynek például az ismert antennavizsgáló készülékek is eleget tesznek. Az amatőr kezében még a térerősségjelzővel egybeépített egészen egyszerű abszorpciós hullámmérő is (31.30. ábra) teljes értékű mérőeszköz, pedig aránylag kicsi az érzékenysége.  $L_1$  és  $C_1$  itt változtatható párhuzamos rezgőkört alkot. E rezgőkörnek minél szelektívebbnek kell lennie, ezért sem a



31.30. ábra. Szelektív térerősségjelző készülék

segédantennának, sem pedig a diódának nem szabad erősebben csillapítania. Ezért van szükség a kis csatolótekerésre ( $L_2$ ), amelyet lazán csatolunk az  $L_1-C_1$  rezgőkörhöz. A segédantennával felvett nagyfrekvenciát — ha nagy a térerősség — közvetlenül is jelzi a műszer, nem is kell ehhez az adó frekvenciájára hangolni az  $L_1-C_1$  rezgőkört. Ha azonban elvégezzük a rezonanciának megfelelő utánállítást, határozott maximumot kapunk a műszeren.

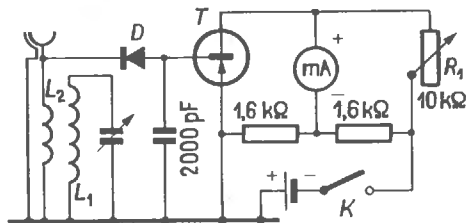
A kisebb térerősségekre csak akkor reagál a műszer, ha előbb ráhangoltuk a rezgőkört az adó frekvenciájára. A grid-diphez hasonlóan itt is használhatunk dugaszolható tekercset, hogy minden szükséges tartományt átfogassunk.  $C_1$  helyén egy körülbelül 50 pF végkapacitású forgókondenzátort használunk, a skáláját közvetlenül frekvenciában hitelesíthetjük. A dugaszolható tekercsek méretezéséhez a 31.1. és a 31.2. táblázatban kapunk támpontokat. A mutató műszer lengőtekerccses lehet, végkitérése legfeljebb 1 mA legyen.

A készülék sokoldalúan használható. Ha például egy darab koaxiális kábelt szerelünk a segédantenna helyére, és a kábel végéhez egy csatolótekerccset csatlakoztatunk, ezzel a tekercssel letapogathatjuk az adó belsejében az egyes fokozatokat, és felkutathatjuk vele a zavaró sugárzások helyét. Az adócsövek neutralizálásában is jó szolgálatot tesz a szelektív térerősségjelző. A nullapotenciál és a mérőműszer közé beiktatott fejhallgató révén detektoros vevőhöz jutunk, és lehallgathatjuk vele (mint monitorral) saját adóink modulációját.

A nagyfrekvenciás feszültség jelzése nemlineáris jellegű, hanem közel négyzetes. Nagymértékben linearizálhatjuk azonban, ha nagyon érzékeny műszert használunk, és ennek megfelelően nagy előtétellenállást (körülbelül 10 k $\Omega$ -ot) kötünk eléje.

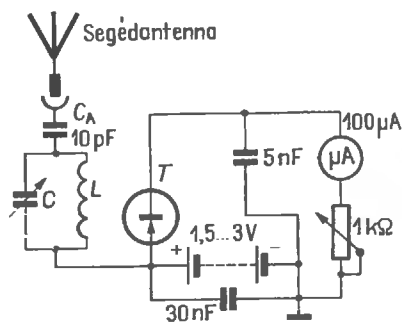
Egy egyfokozatú tranzisztoros, egyenáramú erősítő hozzákapcsolásával jelentős mértékben fokozhatjuk a szelektív térerősségjelző érzékenységét. Ilyen kapcsolást láthatunk a 31.31. ábrán. A tranzisztor — adataitól függően — körülbelül tízszeres áramerősítést szolgáltat. Ily módon olcsó és robusztus műszereket is felhasználhatunk. A tranzisztorra nincsenek különlegesebb követelményeink, majdnem minden kisfrekvenciás típus megfelel itt. A  $D$  félvezető diódával egyenirányított feszültség a tranzisztor bázisára jut. A kollektoráramot a hídba kapcsolt  $R_1$  úgy kompenzálja,

hogy amíg nincs jel, a műszer mutatója a nullán áll. A nullabeállítást gyakrabban el kell végezni, ugyanis a tranzisztor maradékárama érzékeny a hőmérséklet ingadozásaira.



31.31. ábra. Szelektív térerősségjelző készülék tranzisztoros egyenáramú erősítővel

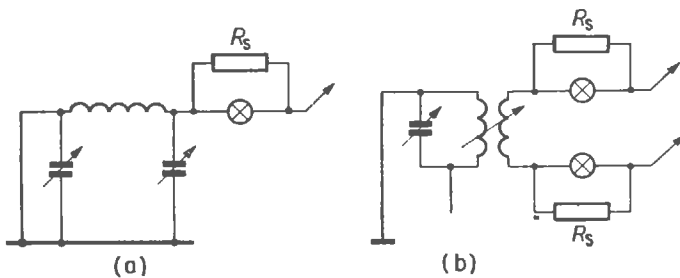
A 31.32. ábra szerinti kapcsolásban nagyobb háttérfrekvenciájú tranzisztorra van szükség. A GF 121 típust válasszuk, vagy olyan nagyfrekvenciás tranzisztorot szerezzünk, amelynek lehetőleg minél kisebb a kollektorköri maradékárama, hogy a 2 m-es sávban is végezhesünk méréseket. Az  $L-C$  rezgőkört az előírt munkafrekvenciának megfelelően kell méretezni. Hogy a tranzisztor kis bemeneti ellenállása ne nagyon csillapíthassa a rezgőkört, a tekercs „hidegvégének” közelében egy megcsapoláshoz csatlakoztatjuk a bázist. A segédantenna hosszát a hullámhossz és a várható térerősség szabja meg.



31.32. ábra. Szelektív térerősségjelző nagyfrekvenciás tranzisztorral

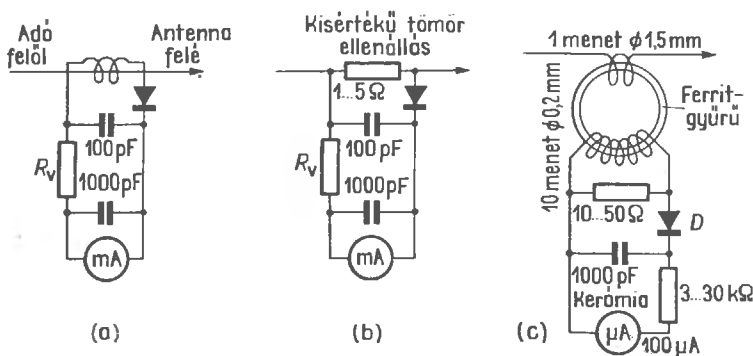
## 31.7. Egyszerű készülékek a nagyfrekvenciás áramok és feszültségek mérésére

Egyes esetekben — különösen olyankor, amikor hangolt tápvezetékot használunk — jó, ha meg tudjuk mérni az antennaáramot, esetleg az antennafeszültséget is. Az antennaáram meghatározá-



31.33. ábra. Izzólámpás indikátor:

(a) egyhuzalos tápvezetékhez; (b) kéthuzalos tápvezetékhez



31.34. ábra. Antennaáramot jelző készülékek:

(a) nagyfrekvenciás áramlevétel csatolóhurokkal; (b) a feszültségmérésére kis értékű mérőellenállás; (c) nagyfrekvenciás árammérő transzformátor (áramváltó)

sára abszolút méréseket nagyon érzékeny forgótekerces műszerrel és hőkereszttel végezhetünk. Alkalmilag hődrótos műszerek is megfelelhetnek. Mindkettő azonban drága, ezenkívül pedig nagyon érzékeny a túlterhelésekre.

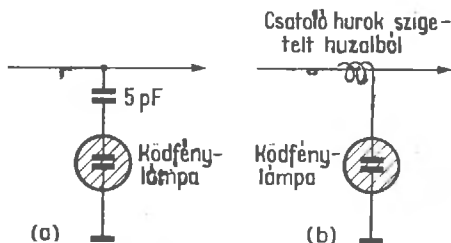
Mérései során az amatőr többnyire lemondhat az antennaáram abszolút értékének az ismeretéről, és beérheti olyan elrendezésekkel is, amelyek hangolás közben az antennaáram maximumát jelzik. A legegyszerűbb esetekben izzólámpákat (például skálalámpákat) iktatunk be az adó kimenete és a tápvezeték közé, és megfigyeljük, mikor világítanak a legerősebben ezek a lámpák, mert akkor a legnagyobb az antennaáram (31.33. ábra).

A párhuzamosan kapcsolt  $R_S$  ellenállások lesöntölik az izzólámpákat, bizonyos határokon belül megakadályozzák a kiégésüket, és egyúttal kissé csökkentik az izzószál káros inductívását. A 31.33.(b) ábra szerint elrendezett lámpák alapján azt is megállapíthatjuk, eléggé szimmetrikus-e a két tápvezetékág gerjesztése (a két lámpának egyenletesen kell világítania).

Az antennaáram jelzésére a 31.34. ábra szerint összeállított készülékek csak a tápvezeték csato-

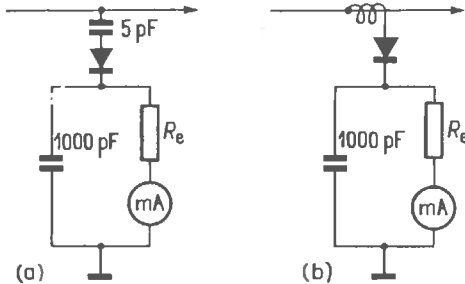
lásának módjában különböznek egymástól. Az egyenirányításra minden szokásos nagyfrekvenciás félvezető dióda megfelel. Az ilyen áramváltó készülékek általában sokkal érzékenyebbek, mint az izzólámpás indikátorok.

Előnyösnek bizonyul a nagyfrekvenciás feszültség maximumainak és minimumainak a jelzésére is egy lehetőség. A ködfénylámpa jól használható feszültségindikátor. A 31.35. ábra szerint kapacitív csatolás útján kötjük össze a tápvezetékkel. Közepes adóteljesítmény esetén többnyire elegendő a tápvezeték kapacitív megközelítése



31.35. ábra. Nagyfrekvenciás feszültségjelző kapacitív csatolású ködfénylámpával

ahhoz, hogy felgyulladjon a parázslámpa. Igen érzékeny áramkört állíthatunk össze úgy, hogy a nagyfrekvenciás feszültséget egy félvezető diódával egyenirányítjuk, majd Depréz-műszerrel mérjük (31.36. ábra). Az  $R_e$  előtétellenállás nagysága



31.36. ábra. Érzékeny nagyfrekvenciás feszültségjelző műszer

a műszer belső ellenállásától és az elérendő érzékenységtől függ. Ebben a mérőáramkörben csupa kerámia kondenzátort kell felhasználni. Rá kell mutatnunk még arra, hogy az antennakörben alkalmazott diódák hátrányos következménnyel járhatnak, ugyanis nemlineáris jellegűvé válnak, az egyenirányítás közben megjelennek az üzemi frekvencia félhullámai is. Ezek a rezgések csatolás folytán az antennára juthatnak, és az antenna kisugározza őket. Végeredményben tehát ezek a diódák vételi zavarokat okozhatnak a rádió- és tv-vevőkben.

## 31.8. Műantennák

Az amatőrállomás fontos segédberendezései közé tartozik a műantenna. Legegyszerűbb alakjában tisztán rezisztív lezáróellenállásból áll, és úgy kell méretezni, hogy jó ellenállásillesztés jöjjön létre. A például  $60 \Omega$  hullámellenállású energiavezetékét  $60 \Omega$ -os tiszta rezisztenciával kell lezárni; ebben az esetben jó az illesztés, nem keletkeznek állóhullámok, és a lezáróellenállás teljes egészében átalakítja hővé az energiát. Ha az antenna helyett ilyen terhelőellenállást csatlakoztatunk az energiavezetékhez, nem egészen kifogástalan módon műantennának nevezzük a kérdéses ellenállást.

A műantennát sokoldalúan lehet felhasználni. Nemcsak akkor van rá szükségünk, amikor behangoljuk az adókat, hanem akkor is, amikor teljesítményt akarunk mérni, vagy amikor anten-

naméró készülékeket hitelesítünk. A műantenna terhelhetőségét az alkalmazási célnak megfelelően kell megállapítani: ha például műantennának használjuk, az adó teljes nagyfrekvenciás teljesítményét el kell nyelnie. Sajnos, az erre a célra gyártott, induktivitásmentes, ugyanakkor nagymértékben terhelhető ellenállások drágák, és általában nem is olyan könnyű a beszerzésük. Az amatőrgyakorlatban ezért csak arról lehet szó, hogy az üzletekben kapható szénrétegellenállásokból magunk állítunk össze magunknak műantennákat, de céljainknak ezek is teljesen megfelelhetnek.

A tekercselt huzalellenállások teljesen használatlanok erre a célra, olyan nagy az induktivitásuk. A csavarvonal mentén becsiszolt szénrétegellenállások csak feltételesen alkalmazhatók, főként ha több ilyen ellenállást párhuzamosan kapcsolunk. Ennél jobbák a sima rétegellenállások. A legkedvezőbbek a tömör ellenállások, elsősorban a borszénellenállások.

Az ellenállások káros induktivitása annál kevésbé érvényesül, minél több ellenállást kapcsolunk egymással párhuzamosan, ugyanakkor viszont a terhelhetőség összegeződik. Megjegyezzük azonban, hogy a párhuzamos kapcsolásban összeadódnak az egyes ellenállásokon jelentkező káros kapacitások is. Szükség esetén ezt az eredő kapacitást mindenesetre kompenzálni tudjuk egy megfelelő induktivitással.

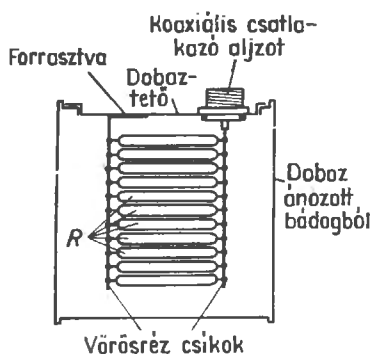
A legrövidebb, de az amatőrgyakorlatban gyakori műantenna izzólámpákat tartalmaz. Ezeket a lámpákat lehetőleg minél rövidebb vezetékkel az adó végfokozatához csatlakoztatjuk. Rezisztív lezárásról ebben az esetben nem lehet szó, ezenkívül igen nagy mértékben hőmérsékletfüggő is a fémszálas izzólámpák ellenállása. A hidegellenállás úgy aránylik a melegellenálláshoz, mint 1 a 10-hez vagy a 15-höz! A szénszálas lámpák annyiban kedvezőbbek, hogy durván véve csak 1 : 2 arányban változik az ellenállásuk.

Régi, kiszuperált gépekből gyakran kitermelhetünk magunknak sok egyforma rétegellenállást. A  $0,5 \text{ W}$ -nál nagyobb terhelhetőségű, legfeljebb  $3 \text{ k}\Omega$  körüli ellenállásokból jól használható műantennát készíthetünk magunknak.

Mínthogy a műantennát mindig koaxiális vezetékhez használjuk, a teljes ellenállásnak főképpen  $60 \Omega$ -nak, ritkább esetekben  $50$ ,  $70$  vagy  $75 \Omega$ -nak kell lennie. Ha például sok  $1,5 \text{ k}\Omega$ -os, egyenként  $1 \text{ W}$ -tal terhelhető ellenállásunk van, a  $60 \Omega$  eredő ellenállás eléréséhez huszonöt ilyen ellenál-

láts kell párhuzamosan kapcsolnunk ( $1500 : 60 = 25$ ), és a terhelhetőség ebben az esetben  $25 \text{ W}$  lesz. Ha kisebb értékű (például  $150 \Omega$ -os és  $2 \text{ W}$ -os) ellenállásaink vannak, soros és párhuzamos kapcsolással segíthetünk magunkon. Például két-két ellenállást sorbakapcsolunk ( $300 \Omega$ ), és öt ilyen soros kapcsolást párhuzamosan kapcsolunk. Így az eredő ellenállás  $60 \Omega$  ( $300 : 5 = 60$ ), a teljes terhelhetőség pedig  $10 \cdot 2 \text{ W} = 20 \text{ W}$ .

A rányomható fedelű fehérbádóg dobozokból (például kiűrtett festékes bádógokból) jó árnyékolást készíthetünk a házi eszközökkel összeállított műantennákhoz. Az egész ellenállásszerelvényt a koaxiális csatlakozóhüvellyel együtt a 31.37. ábra



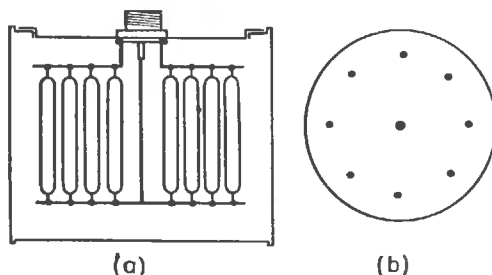
31.37. ábra. Műantenna jól zárható bádógdobozban

szerint rászerezzük a bádógdoboz benyomható fedelére. A koaxiális csatlakozóhüvellyel külső vezetőjét összeforrasztjuk a fedél fémanyagával, a belső vezetőt meghosszabbítjuk egy rézszalaggal, ebbe a szalagba a felületen egyenletesen elosztva lyukakat fúrunk, az egyes ellenállások kivezetéseit át-fűzzük a lyukakon és beforsasztjuk. A szemben levő rézszalagok stabilnak kell lennie, mert első-sorban erre támaszkodik az egész szerelvény. A fedél felé eső végét derékszögben behajlítjuk, és fémesen, tartósan összekötjük a közös testet képviselő fedéllel. E szalagon is készítünk furatokat az ellenállások kivezetésének befűzéséhez. Egyébként ezek az ellenállások a rajz mélységében is több réteget alkotnak, amit az ábrán nem lehetett megrajzolni.

Ennek a szerelési módnak megvan az a nagy előnye, hogy körülbelül a háromszorosára is növelhetjük így a műantenna terhelhetőségét, csak ki kell töltenünk a doboz belsejét transzformátorolajjal, de ha ilyen olajunk nincsen, szükségből a sűrűnfolyós motorolaj is megfelel. Az olajfürdő

gyorsabban elvezeti a veszteségi hőt, tehát nagyobb mértékben terhelhetők az ellenállások.

Elektromosan valamivel kedvezőbb a 31.38. ábra szerinti elrendezés, mert jobban megfelel a



31.38. ábra. Műantenna nagyjából koaxiális felépítésben:

(a) metszeti rajz; (b) alsó csatlakozótárcsa (a belső vezeték lemeze)

koaxiális csatlakozásnak. Ehhez is bádógdobozt használunk fel, de a koaxiális csatlakozóhüvellyel most középen szereljük rá a fedélre. A bekötendő ellenállások hosszának megfelelően meghosszabbítjuk a koaxiális csatlakozóhüvellyel belső vezetőjét, és a végéhez hozzáerősítjük a 31.38.(b) ábra szerinti körtárcsát. A belső vezető bekötési helyéhez képest koncentrikus kör mentén lyukakat fúrunk a fém tárcsába az ellenállások rögzítéséhez. Mínt hogy a koaxiális csatlakozóhüvellyel külső vezetője fémesen érintkezik a fémfedéllel, az ellenállások felső kivezetését közvetlenül ráforrasztjuk a fedélre. A rajz szerint még egy körtárcsát is elkészíthetünk, ebben azonban nagyobb lyukat vágnunk ki középen, és itt nagy felület mentén összekötjük a koaxiális csatlakozóhüvellyel külső vezetőjével. Ehhez a tárcsához erősítjük az ellenállások felső kivezetését. A terhelhetőség megnövelésére ezt a műantennát is ki lehet tölteni transzformátorolajjal.

Ha az adót rezisztív ellenállású műantennával zártuk le, egy feszültségmérővel könnyen meghatározhatjuk a nagyfrekvenciás kimeneti teljesítményt. Egy diódás feszültségmérő nagyfrekvenciás tapintójával megmérjük a belső vezetőn az  $U$  feszültséget. Mínt hogy az  $R$  terhelőellenállást (a műantenna ellenállását) ismerjük, a

$$P = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R} \quad (31.5)$$

képlet alapján meghatározhatjuk a  $P$  teljesítményt. Ebben a képletben az  $U$  feszültséget effektív értékével kell behelyettesítenünk. Ha az  $U_{\text{cs}}$  csúsfeszültséget mérjük, a mért értéket  $0,707$ -del kell meg-



szoroznunk ahhoz, hogy megkapjuk belőle az effektív feszültséget. Egyszerűbb azonban ilyenkor inkább a

$$P = \frac{U_{cs}^2}{2R} \quad (31.6)$$

képletet alapul venni, mert ekkor közvetlenül a nagyfrekvenciás csúcsfeszültséget lehet behelyettesíteni. A teljes teljesítményt a felhullámokkal és a mellék hullámokkal együtt kapjuk itt meg. A felhullámok vagy mellék hullámok hányadát szelektív csövmérővel lehet külön is meghatározni.

### 31.9. Csillapítótagok (hitelesített vezeték)

Csillapítótagokra az amatőr gyakorlatban főként az antennák irányjelleggörbéjének felvételéhez, az antennanyereség meghatározásához és a térerőségek műszakilag kifogástalan összehasonlításához (vételi jelentések összeállításához) lehet szükség.

A csillapítótagokat mint passzív négy pólusokat a mérendő tárgy (pl. antenna) és az indikátor (pl. vevő) közötti vezetékbe iktatjuk be. A csillapításértéket dB-ben szokás megadni, és átkapcsolással vagy folyamatosan többnyire szabályozni is lehet. Ebben az esetben hitelesített vezetéknek is nevezhetjük.

Alkalmazásuk célja szerint szimmetrikus és aszimmetrikus csillapítótagokat különböztetünk meg. A vezeték hullámellenállását és ezzel együtt illesztését nem szabad megzavarni. Az egyszerű csillapítótagok legfeljebb csak 20 dB (10 : 1) értékig használhatók, mert az áthallási csillapítás annál kisebb, minél nagyobb a beállított csillapítás. Ha nagyobb csillapításértékekre van szükségünk,

a megfelelően méretezett csillapítótagokból többet sorba kell kapcsolnunk. Az egyes tagok csillapításértéke ekkor a decibel-értékek szerint összeadódik.

Az összekapcsolás módja szerint T-kapcsolás [31.39.(a) ábra és 31.39.(b) ábra] és  $\Pi$ -kapcsolás [31.39.(c) ábra és 31.39.(d) ábra] különböztetünk meg. Hatásuk és anyagigényük szempontjából azonosak, általában azonban a  $\Pi$ -kapcsolás a gyakoribb. Az egyes ellenállásértékeket Kirchhoff-törvénye alapján számíthatjuk ki. A 31.39.(a) ábra szerinti, T-kapcsolású szimmetrikus csillapítótag  $R_1$  és  $R_2$  ellenállása :

$$R_1 = \frac{Z(a-1)}{2(a+1)}, \quad (31.7)$$

illetve

$$R_2 = \frac{2Za}{a^2-1}, \quad (31.8)$$

ahol  $Z$  a csillapítótag bemeneti és kimeneti ellenállása  $\Omega$ -ban,  $a$  pedig a bemeneti és a kimeneti feszültség hányadosa (a gyengítési arány).

A 31.39.(c) ábra szerinti,  $\Pi$ -kapcsolású szimmetrikus csillapítótagot

$$R_1 = \frac{Z(a^2-1)}{4a} \quad (31.9)$$

és

$$R_2 = \frac{Z(a+1)}{a-1} \quad (31.10)$$

szerint méretezhetjük.

A 31.39.(b) ábra szerinti aszimmetrikus T-kapcsolásra vonatkozólag

$$R_1 = \frac{Z(a-1)}{a+1}, \quad (31.11)$$

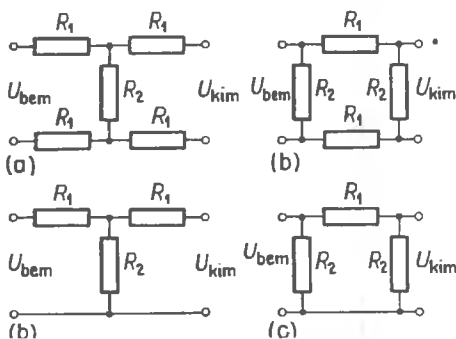
$R_2$  pedig a (31.8) képlet alapján számítható.

A 31.39.(d) ábrán látható aszimmetrikus  $\Pi$ -kapcsolásban

$$R_1 = \frac{Z(a^2-1)}{2a}, \quad (31.12)$$

$R_2$  értékére pedig a (31.10) képlet érvényes.

A csillapítótagok összeállítása során ügyeljünk a következő gyakorlati szabályok betartására : —  $1/4, 1/8$  vagy  $1/10$  W terhelhetőségű ellenállásokat használjunk fel. A tekercselt huzalellenállások nem jók erre a célra. A sapka nélküli rétegellenállásoknak különösen kicsi a kapacitásuk ; a legjobban az ultrarövid hullámú rétegellenállások felelnek meg.



31.39. ábra. Csillapítótagok:

- (a) szimmetrikus T-kapcsolás; (b) aszimmetrikus T-kapcsolás; (c) szimmetrikus  $\Pi$ -kapcsolás; (d) aszimmetrikus  $\Pi$ -kapcsolás

— Bekötőhuzalokat ne használjunk fel, lehetőleg magukat az ellenállásokat kapcsoljuk össze. Minden kis huzalda:ab káros induktivitásokat és kapacitásokat idéz elő az áramkörökben. Ezért magukat a kivezetéseket is ennél rövidebbre kell venni a csillapítótagokon.

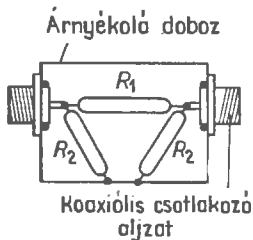
— Kerüljük a szerelési kapacitásokat, vagyis ügyeljünk arra, hogy egyáltalán nem vagy legfeljebb csak nagyon kis mértékben befolyásolhassák egymást az ellenállások. Ezért az ellenállások lehetőleg derékszöget zárjanak be egymással.

Az antennák hitelesítéséhez vagy összehasonlításához koaxiális vezetékben csak aszimmetrikus csillapítótagokat érdemes alkalmazni, mert a belső vezető eredeti árnyékolása folytán viszonylag nagy áthallási csillapítást kapunk. Magát a csillapítótagot is árnyékolni kell.

A számítások során nagyon ritkán kapunk szabványos ellenállásértékeket, úgyhogy nagy mennyiségű ellenállásból kell megfelelő ellenállásmérő hiddal kiválogatni a felhasználható példákat. A nem szabványos ellenállások előállítására DM 2 AKD a következő eljárást ajánlja:

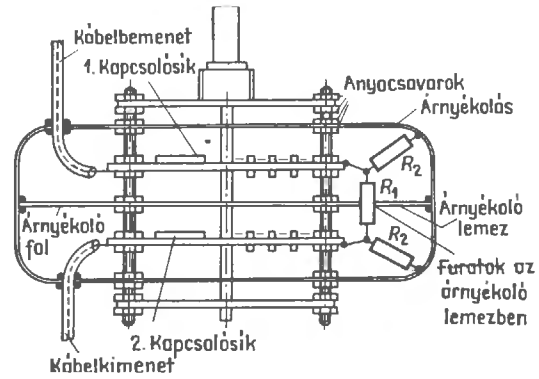
Kikereshünk egy olyan ellenállást, amelynek értéke valamivel kisebb a szükségesnél, és amelynek felületén nincs csavarvonalas beköszörülés, és egy köszörűkő élével axiális irányban kezdjük karcolni. Egy ellenállásmérő hiddal folyamatosan követjük az ellenállásérték növekedését. Ha már közel vagyunk a kívánt értékhez, üvegszálakkal addig folytatjuk a finombeállítását, amíg el nem érjük célunkat, és utána bevonjuk valamilyen védőlakkal a karcolás helyét. A csavarvonalas beköszörült ellenállásokon nem ajánlatos az axiális bekarcolás, hanem ehelyett inkább a meglévő csavarvonal alakú beköszörülést hosszabbítsuk a köszörűkővel.

A II-kapcsolású, árnyékolt aszimmetrikus csillapítótagok [31.39.(d) ábra] szerkezeti felépítésére a 31.40. ábrán mutatunk be egy példát. Készítsünk



31.40. ábra. Példa a II-kapcsolású aszimmetrikus csillapítótag elrendezésére

magunknak több, különböző csillapításértékű csillapítótagot, hogy sorbakapcsolásukkal tetészes szerinti csillapításokat állíthassunk össze, és a nagy csillapításokkal különösen nagy áthallási csillapítást érhesünk el.



31.41. ábra. Átkapcsolható csillapítótag

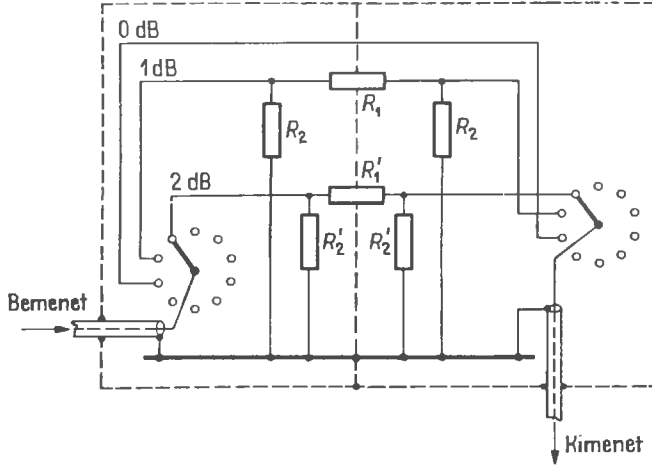
Nagyon praktikusak az átkapcsolható csillapítótagok. Ilyen például a 31.41. ábra szerinti is, és a hozzá tartozó kapcsolási rajzot a 31.42. ábrán láthatjuk. Egy kétsíkú, 8...12 helyzetű kerámia-tárcsás forgókapcsolót úgy alakítunk át, hogy egy fémtárcsával árnyékolást létesítsünk a két kapcsolási sík között. További árnyékolólemezeket is beszerelünk oly módon, hogy mindegyik kapcsolási sík külön árnyékolt kamrába kerüljön. A kettő közötti válaszfalon az érintkezőcsúcsok közelében furatokat készítünk az  $R_1$  ellenállások átvezetésére. A két  $R_2$  ellenállást a kamrán belül a lehető legrövidebb úton teszteljük. A bevezető és a kivezető koaxiális kábelt az I., illetve II. kapcsolási sík elosztóérintkezőihez csatlakoztatjuk. A kábel külső vezetőjét az érintkezőcsúcsok közelében úgy kötjük össze az árnyékolással, hogy minél nagyobb felületen létesíthessünk közöttük érintkezést.

A leggyakrabban előforduló  $Z = 60 \Omega$  hullámellenállásra vonatkozólag a 31.4. táblázatban megadjuk az 1...20 dB csillapításértékekhez a (31.12) és (31.10) képlet szerint kiszámított  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásokat. Ezek az adatok kizárólag a 31.39.(d) ábra szerinti aszimmetrikus II-kapcsolásra érvényesek, és egyaránt felhasználhatók akár a nem változtatható, akár a változtatható (átkapcsolható) csillapítótagokra.

Nagyon ügyesek az olyan szabályozható csillapítótagok, amelyekkel folyamatosan lehet változtatni a csillapításértéket. Egy szabályozótag alapsillapítása 5 dB. Legnagyobb csillapítását a nagy-

frekvenciás tartományban, rövidhullámon általában nem lehet kihasználni, mert nem lehet annyira csatolásmentesíteni a be- és kimenetet, hogy elég nagy értéket érhesen el az áthálási csillapítás. A szabályozható csillapítótagok frekvenciafüggek, ezért a mindenkori üzemi frekvencián hitelesíteni kell őket.

A 31.43. ábra szerinti elrendezésben egyszerű áramkörökkel ellenőrizhetjük a nem változtatható és a változtatható (szabályozható) csillapítótagok csillapításértékét. Az  $U_{bem}$  bemeneti feszültséget (pl. 6,0 V-ot) egyenáramú feszültségforrásból veszünk, és feszültségmérővel ellenőrizzük. A csillapítótag  $U_{kím}$  kimenetét egy olyan  $R_z$  ellenállással



31.42. ábra. A 31.41. ábra szerinti átkapcsolható csillapítótag kapcsolási rajza (csak a 0 dB, 1 dB és 2 dB kapcsolási állásokat tüntettük fel)

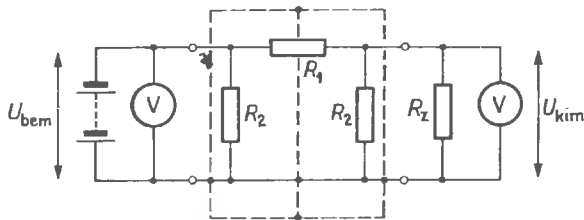
31.4. táblázat. A 31.39.(d) ábra szerinti, II-kapcsolású aszimmetrikus csillapítótagok  $R_1$  és  $R_2$  ellenállásának értéke 60  $\Omega$  hullámellenálláshoz

Arány, dB	$U_{bem}/U_{kím}=a$	$R_1, \Omega$	$R_2, \Omega$
1	1,122	6,9	1043
2	1,259	13,9	523
3	1,413	22	350
4	1,585	28,6	265
5	1,778	36,5	214
6	1,995	44,8	181
7	2,24	50	155
8	2,51	63,4	140
9	2,82	70	120
10	3,16	85	115
11	3,55	98	107
12	3,98	111,8	100,3
13	4,47	127,4	96,6
14	5,01	144	90
15	5,62	163,3	86
16	6,31	184,6	82,6
17	7,08	205,7	80
18	7,95	236	77
19	8,91	267	75
20	10,00	297	73,3

zárjuk le, amelynek meg kell egyeznie a csillapítótag  $Z_0$  hullámellenállásával (pl.  $60 \Omega$ -mal). Az  $R_z$  ellenállással párhuzamosan kapcsolunk egy másik feszültségmérőt, hogy leolvashassuk róla a csillapítótaggal lecsökkentett  $U_{kim}$  feszültséget. Az  $U_{bem}/U_{kim} = a$  hányadosból megtudhatjuk a dB-ben kifejezett csillapítást.

A 31.5. táblázatban közöljük a dB-ben kifejezett csillapítás függvényében az  $U_{bem} = 6,0$  V mérési

feszültséghez tartozó  $U_{kim}$  feszültségek névértékét. Más  $U_{bem}$  mérési feszültségekre a dB-ben kifejezett csillapításértékek mellett megadjuk a hozzá tartozó  $m$  tényezőt. A meghatározott csillapításnak megfelelő  $U_{kim}$  feszültséget úgy kapjuk meg, hogy ezzel az  $m$  tényezővel megszorozzuk az  $U_{bem}$  feszültséget. A mérési elrendezés és a táblázat a 31.39. ábrán megrajzolt csillapítótagok mindegyikére érvényes.



31.43. ábra. Méréáramkör a csillapítótagok egyen-feszültségű ellenőrzésére

31.5. táblázat.  $U_{kim}$  névleges értéke a dB-ben kifejezett csillapítás függvényében, ha  $U_{bem} = 6,0$  V (a mérési kapcsolási rajza a 31.43. ábra szerint)

Csillapítás	$U_{bem}$ bemeneti feszültség	$U_{kim}$ kimeneti feszültség	$m$ tényező
dB	V	V	
0	6,0	6,0	1
1	6,0	5,35	0,891
2	6,0	4,77	0,795
3	6,0	4,25	0,708
4	6,0	3,79	0,631
5	6,0	3,37	0,562
6	6,0	3,01	0,501
7	6,0	2,68	0,447
8	6,0	2,39	0,398
9	6,0	2,13	0,355
10	6,0	1,90	0,316
11	6,0	1,69	0,282
12	6,0	1,51	0,251
13	6,0	1,34	0,224
14	6,0	1,20	0,200
15	6,0	1,07	0,178
16	6,0	0,95	0,158
17	6,0	0,85	0,141
18	6,0	0,76	0,126
19	6,0	0,67	0,112
20	6,0	0,60	0,100

## 32.

# Antennamérések az amatőr-gyakorlatban

A technika hivatásos szakemberei igen pontos és ennek megfelelően nagy műszerezettséget igénylő antennaméréseket végeznek. A rádióamatőrnek is ellenőriznie kell antennáját a rendelkezésre álló egyszerű eszközökkel, hiszen ez az aránylag csekély munka mindig kifizetődik. A házilag elkészített mérőműszerek magától értetődően csak korlátozott területeken használhatók fel, és leolvasási pontosságuknak is természetesen megvan a hatása. Az amatőr-gyakorlatban azonban nem arról van szó, hogy abszolút értékben határozzuk meg a műszaki paramétereket, e helyett többnyire beérhetjük a viszonylagos értékeket szolgáló mérésekkel is, mert ebből is megítélhetjük antennánk beállítási állapotát, és azt, hogy milyen irányban próbálkozunk a működés megjavításával.

Majdnem minden korszerű illesztett antenna ma már koaxiális kábelen keresztül kapja a táplálást, úgyhogy a 31. fejezetben ennek a körülménynek a figyelembevételével ismertettük az illesztés-mérő készülékeket. Ha mégis szimmetrikus tápvezetékekkel volna dolgunk, egy félhullámú kerülővezeték vagy egy Guanella-transzformátor beiktatásával egyszerűen átalakíthatjuk a szimmetria- és impedanciaviszonyokat, és ily módon univerzálissá tehetjük mérőkészülékeinket.

A hangolt tápvezetékekkel gerjesztett antennákhoz nincsen szükség különlegesebb mérőberendezésekre, mert az adóoldali hangolóelemek (antenna-csatolók, Collins-szűrők) helyes alkalmazásával kényszerűen kialakul a szükséges antennarezonancia és -illesztés (lásd a 8.2. alfejezetet).

Illesztett antennaberendezésben csak állóhullámmérővel (reflektomérővel) állíthatjuk be a

legkedvezőbb üzemi viszonyokat. Ha e műszer alapján nincsenek állóhullámok a vezetéken, felesleges minden további mérés, mert ez az illesztési állapot azt jelenti, hogy az antennavezeték rezonanciában van, és a talpponti ellenállással zártuk le, vagyis az üzemi viszonyok optimálisak. A 31. fejezetben ismertett minden további mérő és indikáló elrendezés alapján véve olyan kiegészítés, amelynek révén vagy szintén a legkisebb állóhullámarányt lehet beállítani, vagy más antennajellemzőket, például sáv szélességet; vagy sugárzási tulajdonságokat tudunk meghatározni.

### 32.1. Az állóhullámok mérése reflektomérővel

A 31.2.2. pontban ismertett reflektomérős kapcsolásoknak megvan az az előnyük, hogy a nagy frekvenciákon (például a 2 m-es sávban) is felhasználhatók az állóhullámarány kimutatására és mérésére, és mint üzemi mérőeszközök tartósan benmaradhatnak a tápvezetékben. A reflektomérők lehetséges mérési hibáit a 31.2.1. pontban részletesen tárgyaltuk.

A reflektomérő valamivel körülményesebb az antenna első beállításához, mint például az antenascopé, mert az illesztési hiba mértékén kívül semmit sem jelez. Nera árul el például semmit sem arra vonatkozólag, hogy az állóhullámok oka az antenna talpponti ellenállása és a tápkábel hullámellenállása közötti hibás illesztés-e vagy az antennarezonancia hiánya (induktív vagy kapacitív

meddőellenállás a táppontban). Ilyenkor azt tehetjük, hogy megpróbáljuk növelni vagy csökkenteni a frekvenciát, közben figyeljük az állóhullámmérő műszerének kitérését. Ha valamelyik elhangolási irányban csökken az állóhullámok aránya, feltételezhetően eltolódott az antenna rezonanciapontja, vagyis meddőösszetevők vannak a táppontban. Ha az antennavezeték túlságosan rövid, az adófrekvencia növelésével javul az állóhullámarány, ha pedig túlságosan hosszú, a frekvencia csökkentése javítja az állóhullámarányt. Ha viszont bármilyen irányban változtatjuk is a frekvenciát, semmilyen javulást nem tapasztalunk az állóhullámok arányában; ebből arra kell következtetni, hogy rezisztív ugyan az antenna tápponti ellenállása, de nem egyezik meg a tápkábel hullámmellenállásával. Az állóhullámmérő műszerének kitéréséből megállapíthatjuk az illesztetlenség mértékét, irányát azonban nem. Ha például  $s = 2$  állóhullámarányt mérünk egy  $60 \Omega$ -os tápvezetéken, az antenna tápponti ellenállása egyaránt lehet  $30 \Omega$  is ( $1 : 2$ ), de  $120 \Omega$  is ( $2 : 1$ ).

Ha reflektométerrel akarjuk behangolni az antennát, mindenekelőtt meg kell szüntetnünk a tápponti esetleges meddőösszetevőket, és csak utána próbálkozhatunk meg a pontos ellenállás-illesztéssel. Esetleg meg is kell ismételnünk az egész hangolási eljárást, mert az illesztési eszközök módosításával elhangolhatjuk az antennát is.

## 32.2. Nagyfrekvenciás hídkapcsolások az antennák mérési gyakorlatában

Az antennascopet (31.5.1. pont) vagy match maker (31.5.2. pont) szerint kialakított hídkapcsolások alkalmazási lehetőségeik szempontjából sokoldalúbbak, mint a reflektomérő, de a méteres hullámok tartományában problematikusá válik felépítésük és hitelesítésük.

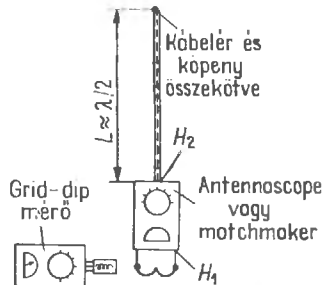
A nagyfrekvenciás mérőhidak felhasználásához változtatható frekvenciájú generátor is szükséges; a nagyfrekvenciás teljesítménynek körülbelül  $0,5 \text{ W}$ -nak kell lennie. Az üzemi adó is megfelel erre a célra, ha  $2 \text{ W}$  körüli értékre tudjuk korlátozni kimeneti teljesítményét. A többleteljesítményt terhelőellenállások vagy megfelelő izzólámpák vehetik fel (lásd a 31.8. alfejezetben). Az amatőrgyakorlatban általában a majdnem mindig kéznél levő grid dip mérő lehet a tápgenerátor (lásd a 31.1. alfejezetet). A tranzistoros dipmérők nem

használhatók erre a célra, mert kicsi a kivethető teljesítményük. Sokszor kifogásoljuk a grid-dip mérők frekvenciainstabilitását és ezzel kapcsolatban nem kielégítő leolvasási pontosságát, de a durvább mérések során ezek a tulajdonságok nem jönnek számításba. Egy kis türelemmel még pontosabb méréseket is végezhetünk vele, ha egy hitelesített amatőrvécóval követjük a frekvenciáját, és a vevő skáláján olvassuk le a beállított frekvenciaértéket.

### 32.2.1. A rezonanciahossz és a rövidülési tényező meghatározása tetszés szerinti nagyfrekvenciás vezetékeken

A félhullámú vezetékek pontos geometriai hossza és rövidülési tényezője közötti összefüggést az antennascopet vagy a match maker felhasználásával a következőképpen határozhatjuk meg:

A mérendő vezetéknek egy nem túlságosan rövid darabkáját szabadon felfüggesztjük, és az egyik végén rövidre zárjuk. Nyitott végét a 32.1. ábra szerint összekötjük az antennascopet  $H_2$  vizs-



32.1. ábra. Mérési elrendezés a nagyfrekvenciás vezeték rövidülési tényezőjének meghatározásához

galati hüvelyével. Az antennascopet  $H_1$  bemeneti hüvelyét egy (mondjuk hárommenetes) tekercshez csatlakoztatjuk, és a tekercshez csatlakoztatjuk a grid-dip mérő tekercsét. Az antennascopet potenciométere nullán áll (rövidzár). A grid-dip mérő csatlakozásának változtatásával hozzávetőlegesen a teljes kitérésre állítjuk be a hídmentert, majd a kisebb értékekből kiindulva óvatosan növelni kezdjük a grid-dip mérő frekvenciáját, és beállunk vele a híd első nullájára. E mérési frekvencián a vezeték hossza elektromosan most pontosan  $\lambda/2$ .

Egyszerű átszámítással ebből megkapjuk a vezeték rövidülési tényezőjét is, és e tényező felhasználásával most már kiszámíthatjuk minden más frekvenciára is a mechanikai vezeték hosszát.

**Példa.** Egy 3,30 m hosszú koaxiális kábelben 30 MHz mérési frekvenciával kapjuk meg az első hidkiegyenlítési nullát. A 30 MHz frekvenciának megfelelő hullámhossz 10 m, tehát  $\lambda/2 = 5,00$  m. Ezekből az adatokból a rövidülési tényező:

$$v = \frac{\text{mechanikai hossz}}{\text{elektromos hossz}} = \frac{3,30}{5,00} = 0,66.$$

Mínt hogy a híd nemcsak  $\lambda/2$  értékre egyenlítődik ki, hanem ennek minden többszörösére is, ellenőrzésül keressük még meg a második kiegyenlítési pontot is. Ennek 60 MHz-en kell bekövetkeznie, és ezen a frekvencián a vezeték elektromos hossza pontosan  $\lambda/2$  lenne.

Hogy a frekvencia szempontjából valóban a legelső nullahelyen végezzük el a mérést, előzetesen kiszámíthatjuk, nagyjából milyen frekvenciahatárok között kell bekövetkeznie a félhullámú rezonanciának. Ehhez a közelítő hossz meghatározáshoz elegendő annyit tudnunk, hogy a  $v$  rövidülési tényező hozzávetőleges értéke általában a koaxiális kábelekre 0,66, a szalagvezetésekre 0,82, a nyitott kéthuzalos (levegődielektrikumú) vezetésekre pedig 0,95.

A félhullámú vezeték méretezésének helyességét az antenascopé felhasználásával ellenőrizzük. A mérőhíd frekvenciáját beállítjuk a félhullámú vezeték meghatározásának megfelelő értékre, és a vezeték szabad végét lezárjuk valamilyen tetszés szerinti nagyságú, de indukciómentes ellenállással. Mindenesetre ügyeljünk arra, hogy a híd mérési tartományán belül legyen ez az ellenállás. A híd kiegyenlített állapotában a potenciométerről leolvasható ellenállásérték megegyezik a vezeték végén levő lezáróellenállással.

Gyakran van szükség pontosan behangolt negyedhullámú vezetékre. E vezetékdarab mechanikai hosszát is az antenascopé vagy a match maker felhasználásával állíthatjuk be. A 32.1. ábra szerinti kapcsolást állítjuk össze, a mérendő vezeték szabad végét azonban most nem zárjuk rövidre, hanem nyitva hagyjuk. A potenciométert nullára állítjuk, és a legkisebb frekvenciából kiindulva újra megkeressük azt a frekvenciát, amelyen először kerül kiegyenlített állapotba a mérőhíd. E frekvencián a vezeték hossza pontosan  $\lambda/4$ . A nyitott végű vezeték vizsgálata során a negyedhullámhossz páratlan számú többszöröseinek megfelelő közökben ( $3\lambda/4, 5\lambda/4, 7\lambda/4$  stb.) értékekre mindig visszatér a mérőhíd kiegyenlített állapota.

Az antenascopé negyedhullámú kerülővezeték beiktatásával lehetővé teszi e vezeték hullámellenállásának meghatározását is. Ehhez egy ismert nagyságú (például 100  $\Omega$ -os) indukciómentes ellenállással lezárjuk a  $\lambda/4$  hosszúságú vezeték nyitott végét, és a potenciométerrel kiegyenlítjük a hidat.

A leolvasott ellenállásérték a negyedhullámú vezeték  $Z_{bcm}$  bemeneti ellenállásának felel meg, a  $Z_{kim}$  kimeneti ellenállást a lezáróellenállás képviseli. Az (5.31) egyenlet értelmében a negyedhullámú vezeték  $Z_0$  hullámellenállása:

$$\sqrt{Z_{bcm} Z_{kim}}$$

**Példa.** Egy negyedhullámú vezeték  $Z_{kim} = 100 \Omega$  ellenállással lezárunk. A mérőhíd potenciométerén leolvashatjuk a híd kiegyenlített állapotában a  $Z_{bcm}$  szerinti transzformált 36  $\Omega$  ellenállást.

Ezt az értéket behelyettesítjük az (5.31) egyenletbe, és azt kapjuk, hogy

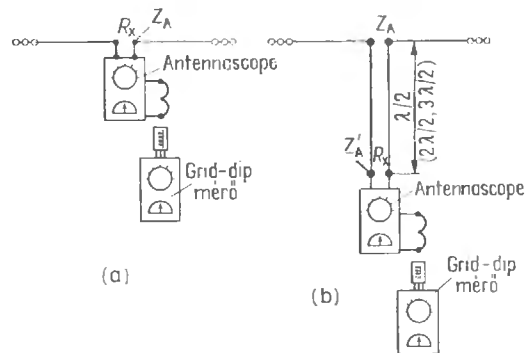
$$Z_0 = \sqrt{36 \cdot 100} = \sqrt{3600} = 60 \Omega.$$

A negyedhullámú vezeték  $Z_0$  hullámellenállása ezek szerint 60  $\Omega$ . Mínt hogy pedig a nagyfrekvenciás vezeték hullámellenállása független a frekvenciától, eredményünk általában az ilyen típusú vezeték mindegyikére érvényes.

Az ismertetett módon például hitelesíthetjük a 6.9. ábra szerinti változtatható negyedhullámú transzformátort, vagy ellenőrizhetjük a félhullámú kerülővezetéseket és egyéb transzformációs tagokat.

### 32.2.2. Az antennák bemeneti ellenállásának meghatározása

Az antenascopé (match maker)  $R_x$  vizsgálati csatlakozóit a 32.2.(a) ábra szerint közvetlenül összekötjük az antenna  $Z_{kim}$  táppontjaival. Ha az antenna rezonanciafrekvenciája megegyezik a mérőhíd tápáramának frekvenciájával (a grid-dip mérő frekvenciájával), egyértelmű kiegyenlítési



32.2. ábra. Mérési elrendezés az antennák  $Z_A$  talpponti ellenállásának meghatározásához:

(a) közvetlen mérés; (b) mérés félhullámú hosszabbító vezetéken

pontot kapunk a mérőhídon. Ebben a kiegyenlített állapotban leolvassuk az antennascopé potenciométerének ellenállásértékét, és ezzel meg is kaptuk az antenna talpponti ellenállását.

Ha nem lehet teljesen kiegyenlíteni a hidat, ez többnyire annak a jele, hogy meddőösszetevőt is tartalmaz az antenna táppontja; nem rezonál az antenna a tápfrekvencián. Ez esetben addig változtatgatjuk a hídfrekvenciát, míg határozott nullát nem kapunk. A híd tápgenerátorán beállított frekvencia ekkor az antenna tényleges rezonanciafrekvenciájának felel meg. Ha ez a frekvencia kívül esik a kívánt amatőrszávon, a sugárzó hosszának változtatásával helyesbítjük az előírt frekvencia szerint a rezonanciát. Az indikátor ehhez a beállításhoz az előírt frekvenciával táplált mérőhíd.

Sokszor nem lehet vagy legalábbis nagyon nehézkes munka magán az antennán elvégezni a mérést. Ilyenkor az segít, hogy a félhullámmal vagy a félhullám valamelyik egész számú többszörösével megegyező elektromos hosszúságú vezeték a bemeneti pontjaira kapcsolt ellenállást minden esetben 1:1 arányban transzformálja a kimeneti pontokra. Ebben a tekintetben a vezeték hullámellenállásának nincs különösebb jelentősége (hangolt vezeték). Így tehát a 32.2.(b) ábra szerint beiktathatunk a sugárzó és a mérőkészülék közé egy tetszős. rinti hullámellenállású, félhullámú ( $2\lambda/2$ ,  $3\lambda/2$ ,  $4\lambda/2$  stb. hosszúságú) vezeték, és e vezeték másik végén ugyanazt a mérési eredményt fogjuk megkapni, mint amelyet az antenna talppontjában kapnánk. A félhullámú hosszabbító vezeték pontos mechanikai hosszát az előírt frekvencián előzőleg — a 32.2.1. pontban ismertetett módon — az antennascopé felhasználásával mérjük meg.

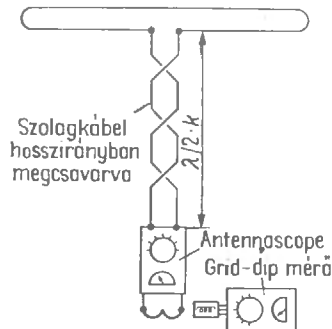
Különösen a nagyobb frekvenciákon abban az esetben is hosszabbító vezeték útján ajánlatos elvégezni a mérést, ha egyébként könnyen hozzá lehet férni az antenna talppontjához. Ha ugyanis közvetlenül a talpponton végezzük a mérést, a mérőkészülékek és a mérendő tárgy nagy közelsége megváltoztathatja az antenna rezonanciafrekvenciáját.

A hídgenerátort induktív csatolással kell az antennascopé bemenetéhez csatlakoztatni. Ha azt tapasztaljuk, hogy a leolvasható impedanciaérték a csatolás mértékében más és más, túlságosan szoros kapacitív csatolás is érvényesül. Ez esetben lazább csatolással segíthetünk a bajon, amennyiben egy kissé megváltoztatjuk a csatoló tekercsekhez

képest a grid-dip mérő tekercsének helyzetét. Esetleg egy elektrosztatikus árnyékolású leválasztó transzformátort kell beiktatnunk a csatoló menetek közé.

A hídgenerátor és a mérőhíd között csak annyira kell szorosra venni a csatolást, hogy az antennascopé  $R_x$  kapcsainak nyitott állapotában még éppen teljes kitérést kapjunk a mérőhíd műszerén. Ez egyúttal azt is jelenti, hogy annál lazább lehet a csatolás, minél érzékenyebb a mutatós műszer. A laza csatolásnak megvan az az előnye, is hogy a lehető legkisebb mértékben fog eltolódni a grid dip oszcillátorának frekvenciája.

Mínt hogy az antennascopé és a match maker aszimmetrikus felépítésű, a legjobb mérési eredményeket akkor kapjuk, ha a mérendő ellenállások is aszimmetrikusak. A nagyobb talpponti impedanciájú szimmetrikus antennatáppontokat ezért egy közbeiktatott félhullámú kerülővezeték keresztül mérhetjük (7.6. ábra). Mivel azonban ez a szimmetriaátalakító egyúttal 4:1 arányban transzformál is, az antennascopé műszerén leolvasott impedanciát meg kell szoroznunk 4-gyel, hogy az antenna tényleges (kerülővezeték nélküli) talpponti ellenállását megkapjuk. Ha nincsen szükség szimmetriaátalakítóra, a 32.3. ábra szerint egy félhullámú meghosszabbító szalagvezeték útján mérünk, de ezt a vezetékét a raj-



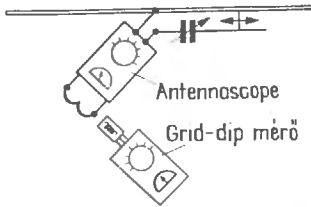
32.3. ábra. Tökéletesített mérési elrendezés axiálisan megsodrott szalagvezetékkel csatlakoztatott szimmetrikus antennákhoz

zon látható módon axiálisan többször elforgatjuk. Ez az axiális elcsavarás kissé enyhíti a szimmetria-különbséget.

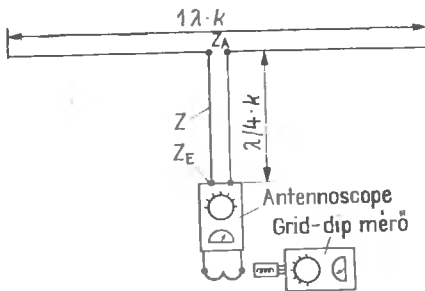
Ha az antenna táppontjához illesztő és transzformáló tagok csatlakoznak (pl. T-match, gamma vagy omega-illesztés), az antennascopé az ezzel a tagokkal létrehozott transzformált talpponti ellenállást fogja mérni. Gamma-illesztésű táplált an-



tennaelemre a 32.4. ábrán láthatunk egy mérési elrendezést. E kapcsolásban az antenlescope alapján roppant egyszerűen lehet helyesen beállítani a gammatagot az impedancia előírt értékére. Az elrendezés értelemszerűen más illesztési tagokra is felhasználható.



32.4. ábra. Mérési elrendezés gamma-illesztésű sugárzóhoz



32.5. ábra. Nagy értékű talpponti ellenállás mérése negyedhullámú transzformáló vezetéken keresztül

Nagy talpponti ellenállások — például egy egész-hullámú dipóluson a tápponti impedancia — méréséhez általában nem elegendő az antenlescope mérési tartománya. Ennek ellenére elvégezhetjük a mérést: A 32.5. ábra szerint egy ismert hullám-ellenállású negyedhullámú vezeték csatlakoztatunk az antenna táppontjához, és e vezeték szabad végéhez csatlakoztatjuk az antenlescope bemenetét. A méréssel a negyedhullámú vezeték  $Z_{bem}$  bemeneti ellenállását kapjuk meg, minthogy pedig e vezeték  $Z_0$  hullámellenállását is ismerjük, az (5.31) egyenlet alapján kiszámíthatjuk az antenna  $Z_{kim}$  talpponti impedanciáját. A kérdéses egyenlet átalakított alakban:

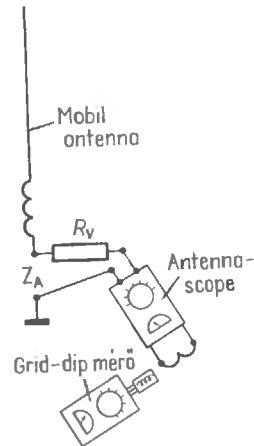
$$Z_{kim} = \frac{Z^2}{Z_{bem}} \quad (32.1)$$

**Példa.** Az antenlescope felhasználásával előzőleg már kimért negyedhullámú vezeték 240  $\Omega$  hullám-ellenállású ultrarövid hullámú szalagkábelből készítjük el. Az antenlescope  $Z_{bem} = 30 \Omega$  impedanciát mér.

Ezt az értéket behelyettesítjük a (32.1) egyenletbe, és azt kapjuk, hogy a sugárzó talpponti impedanciája:

$$Z_{kim} = \frac{240^2}{30} = \frac{57\,600}{30} = 1920 \Omega.$$

Az antenlescope felhasználásával akkor is mérhetjük a talpponti impedanciát, ha rendkívül kis értékekről ( $< 10 \Omega$ ), például mozgóállomási antennákról van szó. Azt is megtehetnők ilyenkor, hogy a 32.5. ábrának megfelelően közbeiktatunk egy negyedhullámú tápvonalas transzformátort, és a negyedhullámú vezetékdarabot 60  $\Omega$ -os koaxiális kábelből alakítjuk ki, nehogy túllépjük az antenlescope mérési tartományának felső határát. Sokkal egyszerűbb azonban — mint a 32.6. ábrán egy mozgóantenna példáján láthatjuk — egy pontosan ismert  $R_v$  nagyságú, indukciómentes talppont ellenállást beiktatni az antenna táppontja és az antenlescope közé.



32.6. ábra. Elrendezés nagyon kis talpponti ellenállás méréséhez

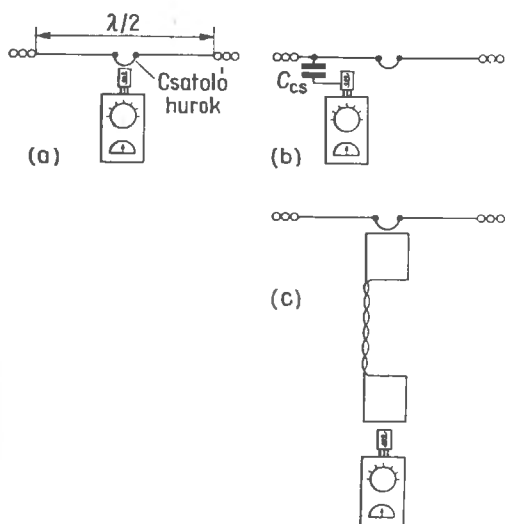
Ez esetben  $R_v$  és  $Z_{kim}$  soros kapcsolásának  $R_v + Z_{kim}$  eredőjét fogja mérni az antenlescope. Az eredményből kivonjuk az ismert  $R_v$  ellenállást, és eredményül megkapjuk az antenna  $Z_{kim}$  talpponti ellenállását.

### 32.3. Rezonanciamérések a grid-dip mérő felhasználásával

Az antennák rezonanciafrekvenciájának meghatározására az előző fejezetben egy olyan módszert ismertettünk, amely műszakilag teljesen kifogástalan, és amelynek alapján egyúttal az an-

tenna sávszélességére is következtethetünk. Gyors, de kevésbé pontos rezonanciaméréshez egy grid-dip mérő is elegendő. Ez utóbbi módszert nem is kerülhetjük meg olyankor, amikor például egy rövidhullámú Yagi-antenna reflektorának és direktorának saját rezonanciafrekvenciáját kell meghatározni.

A koncentrált áramköri elemekből (tekercsből és kondenzátorból) összeállított rezgőkörökkel elmentben az antenna rezonanciafrekvenciájának grid-dip mérővel való mérései során az alaphullám felharmonikusain is kapunk rácsáramot. A széles frekvenciasávú antennákat nem is lehet grid-dip mérővel mérni, mert nem kapunk határozott rezonanciaminimumot a műszeren. Gyakorlati okokból azonban általában le is mondunk a széles sávú antennák rezonanciaméréséről. Ha viszont mégis szükség volna rá, a széles sávú rendszerekre is alkalmazható antennascopos méréshez folya-



32.7. ábra. A grid-dip mérő csatolása az antennavezetékhez:

(a) közvetlen csatolás az árammaximum helyén; (b) kapacitív feszültségcsatolás; (c) induktív csatolás összekötő vezetéken keresztül

A rezonanciafrekvencia méréséhez le kell választani a tápvezetékét az antennáról. Az antenna tápponti kapcsait a 32.7.(a) ábra szerint egy rövid huzaldarabbal rövidre zárjuk, és a grid-dip mérő tekercsét az antennavezető árammaximumának a helyén ehhez a hurokszerű huzaldarabhoz csatoljuk. Az árammaximum mindig  $\lambda/4$  távolságra van a hangolt antenna végétől, a félhullámú dipólusban tehát pontosan középen van.

Ha kivételesen nagy feszültségmaximum helyén kell mérni a rezonanciát, a 32.7.(b) ábra szerint egy kis kapacitású  $C_{cs}$  csatoló-kondenzátoron keresztül közvetlenül összekötjük a grid-dip mérőt az antenna vezetőjével. Ekkor azonban figyelembe kell vennünk a csatoló-kondenzátor hatását is: minél kisebb a  $C_{cs}$  kapacitás, annál kisebb mértékű az antenna elhangolódása.

A mérendő tárgy által előidézett elhangolódás mértékének csökkentésére a 32.7.(c) ábra szerint egy összekötő vezeték közvetítésével csatlakozhat a grid-dip az antenna vezetőjéhez. Ez a link-vezeték egy darab ultrarövid hullámú szalagkábelből vagy egy összesodrott kéthuzalos vezetékéből készíthető el, és mindkét végéhez egy-egy kis (mondjuk hárommenetes) csatolótekercsot kell csatlakoztatni.

Először nagyon szorosra vesszük a csatolást, és megállapítjuk a frekvencia közelítő értékét. Ezután olyan lazán csatolunk, hogy még éppen megfigyelhessünk egy kis rezonanciahelyet a grid-dip mérő műszerén. A most megállapított frekvenciát a leolvasási pontosság határain belül nagyjából helyes értékek tekinthetjük. Pontosabb mérési eredményeket úgy kaphatunk, hogy egy gondosan hitelesített vevővel lehallgatjuk a grid-dip mérő rezgését, és a rezonancia elérése pillanatában leolvassuk a vevőn a kérdéses frekvenciát.

## 32.4. Az irányhatású antennák mérés-technikai ellenőrző vizsgálata

Végleges üzembe helyezésük előtt már az egyszerű félhullámú dipólusokon is ellenőrizni kellene a rezonanciafrekvenciát és az illesztést, de még fontosabb az irányhatású antennákon ennek az ellenőrzésnek az elvégzése. Aki annyit költött már például egy rövidhullámú Yagi-antenna megépítésére, annak nem szabad visszariadnia attól a gondolattól sem, hogy a végleges felállítási helyen is felül kell vizsgálni a sugárzási tulajdonságokat. A különböző felállítási magasságok, a felállítási hely szerint más és más antennakörnyezet és a talajviszonyok hatásának együttes figyelembevételére nincs receptünk. Elsősorban a rövidhullámú sugárzókra áll ez fenn, mert ezek az antennák rezonáns hullámhosszukhoz képest majdnem mindig nagyon közel vannak a talajhoz és a környezeti tereptárgyakhoz, akadályokhoz is. Ennek következtében annyira megváltozhatnak a sugárzási tulajdonságok, hogy bonyolultsága miatt át se

tekinthetjük a képet, csak a megfelelő mérésekkel tisztázhatjuk a viszonyokat és csak céltudatos behangolásokkal küszöbölhetjük ki a hibákat. Hogy a 31. fejezetben ismertetett mérőkészülékekkel hogyan lehet a legcélszerűbben végrehajtani ezt a beállítást, a következőkben egy rövidhullámú Yagi-antenna példáján fogjuk bemutatni. Megállapításainkat értelemszerűen más antennafajtákra is fel lehet használni.

Mindenekelőtt leválasztjuk a sugárzóról a tápvezetékét, egy kis csatolóhurokkal rövidre zárjuk a táppontokat [lásd a 32.7.(a) ábrát], és a grid-dip mérővel megmérjük a rezonanciafrekvenciákat. Egy háromelemes Yagi-antenna táppontjában három rezonanciát lehet a grid-dip mérővel kimutatni: egy határozottan mély és aránylag élesen határolt bemélyedést, ez a gerjesztett antennaelem rezonanciafrekvenciáját jelzi, egy gyengébb bemélyedést az előbbinél kisebb frekvencián a reflektor saját rezonanciájaként, végül a nagyobb frekvenciák valamelyikén egy ugyancsak gyenge behorpadás jelzi a direktor rezonanciáját.

A sugárzó rezonanciájának az amatőrsávban nagyjából középen kell jelentkeznie, a reflektor rezonanciájának a sáv alsó határa alatt, a direktor rezonanciájának pedig a sáv nagyfrekvenciás felső határán túl kell megjelennie. Ha nem ezt tapasztaljuk, a reflektort meghosszabbítjuk, a direktort rövidebbre vesszük. A talajtól csekély magasságban felszerelt irányhatású antennák mért rezonanciafrekvenciája általában kisebb az előre kiszámított értéknél. Ilyenkor — ha a felállítási magasságot nem tudjuk megnövelni — mindegyik antennaelemet kétoldalt egy kissé megrövidítjük, míg el nem érjük a szükséges rezonanciafrekvenciát.

E durva ellenőrzés után eltávolítjuk a táppontból a grid-dip mérő csatolására szolgáló kis hurkot, és bekötjük a helyére a 32.2.(b) ábra szerinti mérési elrendezést. A félhullámú meghosszabbító vezeték ugyanolyan kábeltől készüljön el, mint amilyen kábelt akarunk majd később felhasználni a rendszer tápvezetékében. A vezeték hossza a félhullám

egész számú többszöröse is lehet, és a 32.2.1. pontnak megfelelően el kell végezni a rajta szükséges méréseket. Az antennascopé potenciométerét most beállítjuk a tápvezeték hullámellenállásának megfelelő értékre, és addig változtatgatjuk a grid-dip mérő frekvenciáját, míg nullára nem csökken a híd átlós árama. A grid-dip mérőről ekkor leolvasható frekvencia — amelyet egyébként egy hitelesített vevővel is ellenőrizünk — megadja az antenna tényleges rezonanciafrekvenciáját.

Ha csak egy minimumot — de nem nullát — kapunk a mérőhíd műszerén, változtassuk meg az antennascopé potenciométerének beállítását, míg teljesen határozott kiegyenlítést nem érünk el a hídban. Ezzel a beállítással megkapjuk az antenna rezonanciafrekvenciáját, egyúttal (a potenciométeren leolvasott beállítás alakjában) a tápponti impedanciáját is.

Ha a megállapított talpponti ellenállás csak kis mértékben tér el a tápvezeték hullámellenállásától, és transzformáló tagok nincsenek az áramkörben, kisebb helyesbítéseket a direktor hosszának változtatásával végezhetünk el. Túlságosan kis tápponti impedancia esetén mindkét oldalán kissé megrövidítjük a direktort. Ha túlságosan nagy a talpponti ellenállás, csak óvatosan szabad meghosszabbítani a direktort, mert előfordulhat, hogy rezonanciafrekvenciája kiszalad az amatőrsávból.

Ha T-tagú, gamma- vagy omega-illesztésű a gerjesztett antennaelem, nem ütközik semmilyen nehézségekbe a szükséges tápponti impedancia beállítása. Gamma-match esetén a megcsapolás változtatgatásával beállítjuk a szükséges csatlakozási ellenállást, és a forgó kondenzátorral ezzel egyidejűleg kiegyenlítjük az induktív meddőösszetevőt, vagyis ezzel a kondenzátorral a táplált antennaelem rezonanciafrekvenciáját tudjuk befolyásolni. Felváltva hol a megcsapolást, hol a kondenzátort változtatjuk mindaddig, míg az antennascopé alapján meg nem kapjuk az üzemi frekvencián szükséges illesztést és rezonanciát. Ezzel be is fejeztük az antenna beállításait.

## 33.

# Törvényes rendelkezések és ajánlások az antennák felszereléséről

A Közlekedés- és Postaügyi Miniszter 7/1973. (XII. 27.) KPM számú rendelete — a Rádió- és Televízió-szabályzat — az antennákra az alábbiakat tartalmazza.

### IV. fejezet

#### Antennák

##### 25. §

##### Antennák létesítése

(1) Az üzemben tartó, illetőleg engedélyes jogosult a műsorvevő készülékek, illetőleg a rádióberendezés üzemben tartásához szükséges antennát (antennákat) létesíteni és fenntartani.

(2) A műsorvevő készülék üzemben tartójának lakásához (bérleményéhez stb.) csatlakoztatható központi antennával felszerelt épületen külön antenna abban az esetben létesíthető, ha a központi antenna a Posta megállapítása szerint megfelelő műsorvételet nem biztosít.

(3) Olyan rádióberendezés, amelynek beépített antennája van, külön antennával abban az esetben üzemeltethető, ha a rádióengedély az engedélyest erre feljogosította.

(4) Antennát — az Országos Építésügyi Szabályzat és az egyéb építésügyi jogszabályok, valamint a vonatkozó szabványok és biztonsági előírások megtartása mellett — úgy kell létesíteni, hogy

a) az ingatlan állagát ne veszélyeztesse és használatát ne zavarja;

b) már meglévő antenna használhatóságát, a Magyar Rádió és Televízió műsorának vételet, illetőleg más rádióberendezés üzemét ne zavarja.

(5) Antenna létesítéséhez — külön jogszabályban meghatározott esetben — az építésügyi, illetőleg a műemléki hatóság engedélye szükséges.

(6) Az ingatlan tulajdonosa, kezelője, használója (a továbbiakban együtt: az ingatlan tulajdonosa) az antenna létesítését ellenszolgáltatás nélkül tűrni köteles.

##### 26. §

##### Antenna építése

(1) Az épület fedélszerkezetén, padlasterében, külső részén vagy az épületen kívül antenna (külső antenna) létesítésére irányuló szándékáról az üzemben tartó, illetőleg az engedélyes az ingatlan tulajdonosát írásban értesíteni köteles. Az értesítésnek tartalmaznia kell:

a) az antenna adatait (súly, méret stb.);

b) az antenna elhelyezésnek módját és helyét (rögzítés, kikötés, kábelvezetés stb.);

c) azt, hogy az antennát maga építi, illetőleg az építéssel kit bíz meg.

(2) Az ingatlan tulajdonosa az antenna létesítését az ingatlan állagának veszélyeztetése vagy használatának akadályozása miatt kifogásolhatja. A kifogást az üzemben tartóval, illetőleg az engedélyessel írásban — az ok, valamint az esetleg javasolt módosítás megjelölésével — az értesítés kézhezvételétől számított 8 napon belül kell közölni.

(3) Az antenna megépíthető, ha az ingatlan tulajdonosa ahhoz hozzájárul, vagy az (1) bekezdés-

ben említett értesítésre a kézhezvételtől számított 8 napon belül nem nyilatkozik. Ez a rendelkezés a 25. § (5) bekezdésében említett engedély megszerzése alól nem mentesít.

### 27. §

Antenna áthelyezése, átépítése és eltávolítása

(1) Az antenna tulajdonosa köteles az antennát az ingatlan tulajdonosának írásbeli felszólítására

a) az épület lebontása, nagyobb mérvű átalakítása, tetőzetének felújítása vagy új épület létesítése esetében áthelyezni, illetőleg eltávolítani;

b) elköltözés esetében — ha az antennát másnak nem adta át — eltávolítani.

(2) Ha az antenna az élet- vagy vagyonbiztonságot, illetőleg villamosmű működését veszélyezteti, az első fokú építésügyi hatóság az antenna áthelyezését, átépítését, eltávolítását határozattal elrendelheti, halasztást nem tűrő esetben az antennát el is távolíthatja.

(3) Ha az antenna tulajdonosa az (1) bekezdésben említett határozatnak a megszabott határidőn belül nem tesz eleget, az antennát az ingatlan tulajdonosa, illetőleg az első fokú építésügyi hatóság áthelyezheti, átépítheti vagy eltávolíthatja.

(4) A Műszaki Igazgatóság [11. § (1) bek.] a rádió- vagy a televízióműsor vételét, illetőleg távközlési berendezés üzemét zavaró elhagyott antennát — felszólítás nélkül — eltávolíthatja.

(5) Az antenna áthelyezésére és átépítésére a 25. § (4)–(6) bekezdésében foglalt rendelkezéseket megfelelően alkalmazni kell.

(6) Az antenna áthelyezésének, átépítésének, illetőleg eltávolításának költsége az antenna tulajdonosát terheli.

(7) E § rendelkezései a diplomáciai képviselőre, a konzuli képviselőre és a nemzetközi szervezetre, valamint személyzetüknek nem magyar állampolgárságú tagjára annyiban alkalmazható, amennyiben külön jogszabályból más nem következik.

\*

A Német Demokratikus Köztársaságban az 1958. X. 2-i (a Gesetsblatt der DDR 287. sz. különnyomatában közzétett) német építési szabályzat (DBO, Deutsche — Bauordnung) elvi előírásai érvényesek. Ezenkívül az antennákra vonatkozólag érvényben van a TGL 200—7051. sz. szabvány is. Ez a szabvány ugyan Magyarországon *nem*

*kötelező érvényű*, de az abban foglaltakat ajánlásként elfogadva, nem kifogásolható antenna építhető.

## 33.1. A TGL 200—7051. sz. NDK-szabvány

A TGL 200—7051 szakterületi szabvány 2. lapja 1965. január 1-e óta minden helyhez kötött vevő-antennára és minden változtatható felállítási helyű, de átmenetileg helyhez kötött felállított vevő-antennára kötelező érvényű, és az alábbiakat tartalmazza.

A háztetőkön elhelyezett antennaberendezések ne akadályozzák és ne nehezítsék meg a kéményekhez vezető utak használhatóságát és a kéményseprő munkáját. Ne nehezítsék meg ezenkívül más berendezések hozzáférhetőségét és kezelését se.

A kémény nyílása és az antenna legalsó része között függőleges irányban legalább 2 m legyen a távolság. Jól láthatóan meg kell jelölni azokat a helyeket, amelyekben meg lehet botlani vagy amelyeknek neki lehetne menni.

A lágy anyagú tetőkön (például a szalma- vagy nádfedelen) nem szabad antennaberendezést felállítani, sem pedig az antenna tápvezetékét keresztülvetelni.

Ilyen fedelű épületek esetén vagy a belső antennák valamelyikét kell alkalmazni, vagy az épülettől külön kell felállítani az antennát.

Az antennaberendezéshez csatlakozó huzalok vagy sodronyok a szabadban legalább 1 mm átmérőjűek legyenek.

Az antennaberendezésnek üzemszerűen vagy üzemszavar következtében hőt leadó részeit (pl. az antennaerősítőt) úgy kell felállítani, hogy ne okozhassanak tüzet.

Az antennaberendezésnek minden részében olyannak kell lennie, hogy megfeleljen a mechanikai igénybevételeknek és ellenálljon az időjárási hatásoknak.

Az antennák és az antennatartók szilárdsági számításaiban a terhelésekkel számolni kell. Kivételt képeznek az alábbi felsorolás szerinti antennák és antennatartók.

Az antennából és antennatartóból álló, összesen max. 10 m szabad hosszúságú antennaépítmények számításaiban  $q = 70 \text{ kg/m}^2$  torlónyomást és középértékben  $c = 1,0$  együtthatót kell behelyettesíteni, ha az antenna  $F_1$  szélfelülete önmagában nem nagyobb 0,25  $\text{m}^2$ -nél. Ezek az antennaépítmények

a talaj fölött 40 m magasságig, épületeken pedig 40 m-nél nagyobb magasságig is alkalmazhatók, ha legfeljebb 10 m-rel emelkednek ki a fedélhő fölé. Ebben az értelemben nem tekinthetők épületeknek a karcsú építmények, például a tornyok, a szabadon álló magas kémények, a gyárkémények és az oszlopok.

Menetes karmantyúkkal ellátott, összetett csöveket nem szabad felhasználni. A csökötéseket biztosítani kell az elfordulás és eltolódás ellen, és mindenhol a szilárdsági követelményeknek megfelelően kell méretezni.

Az olyan vidékeken, ahol nagyobb torlonyomással vagy erős jegesedéssel kell számolni, az ennek következtében várható nagyobb igénybevételeket nagyobb terhelések felvételével kell figyelembe venni.

Ellenőrizni kell, hogy elegendő-e az antennatartók felerősítésének szilárdsága. Nincs szükség ilyen ellenőrzésre akkor, ha 50 kgm-nél kisebb az antennatartó befogási nyomatéka.

Ha a szokásos módon két bilinccsel van hozzáerősítve az antennatartó az épületrészekhez, például a tetőszerkezethez vagy a falakhoz, a befogási helyek legkisebb távolsága az 1 m-nél hosszabb antennatartókon a teljes hosszak legalább 10%-ával legyen egyenlő, de a tetőgerendázatra vonatkozólag legalább 75 cm, a falra erősítés esetében pedig legalább 50 cm legyen.

A falazatban vagy betonban nem szabad begipszeléssel végezni a felerősítést.

Az antennatartókat, antennákat és kifizítő szerkezeteket üzembiztonsági okokból nem szabad különálló (egyfűstjártú) kéményekhez erősíteni. Erre vonatkozólag külön rendelkezések vannak.

Kéménycsoportokhoz (több fűstjártatot tartalmazó kéményekhez), szabadon álló kéményekhez, gyárkéményekhez, toronykürtökhöz, idomkőből épített kéményekhez, szellőzőaknákhöz és egyéb tetőépítményekhez csak abban az esetben szabad hozzáerősíteni vagy hozzáhorgonyozni az antennát vagy antennatartót, ha a kérdéses építmény szilárdsága megfelel a várható igénybevételeknek és ha az építmény tekintetében illetékes szervek hozzájárulnak ehhez a szerelési módhoz.

A felerősítéshez csak olyan felerősítő eszközöket szabad felhasználni, amelyek körül fogják a kérdéses építményeket, és ezáltal nem csökkentik az építmény szilárdságát (pl. bevágással). A szabadon álló kéményeken olyan felerősítő eszközök is hasz-

nálhatók, amelyek nem fogják körül magát a kéményt.

A falazott építmény felső pereme és az antennatartó felső felerősítési pontja között legalább 30 cm legyen a távolság.

Az antennatartókat, antennákat és feszítőszerkezeteket csak abban az esetben szabad az épületekhez, tetőszerkezetekhez és hasonlókhöz hozzáerősíteni vagy kihorgonyozni, ha biztosítani lehet a stabilitást.

Az antennavezetékek és befogások méretezésében a szakítóterheléshez képest háromszoros biztonsággal kell számolni.

Figyelembe kell venni mindenhol a huzalok és sodronyok húzószilárdságát, és a húzófeszültségükre vonatkozó adatokat, valamint a huzalok és sodronyok belógásának alsó határértékeit.

A huzalokon és sodronyokon ne legyenek csomók.

A huzal- és sodronyhurkokban védőgyűrűt kell alkalmazni.

Az antenna hozzávezetéseiben és kifizítő huzalaiban (sodronyaiban) alkalmazandó szigetelőket a huzal (sodrony) húzószilárdságának megfelelő terheléssel kell (húzó- vagy nyomószilárdságra) vizsgálni.

A különböző fémek közötti érintkezési helyeket védeni kell a korróziótól.

### Külső antennák

a) Az antennaberendezésnek az épületen kívül elhelyezett áramvezető részeit, továbbá az antenna tartásához vagy felerősítéséhez felhasznált tetőszerkezeteket földelővezeték útján össze kell kötni a földeléssel.

Ha üzemi okokból elektromosan vezetőképes összekötés nem lehetséges, elválasztó szikraközpökökkel meg szabad szakítani a földelővezetékét. A készülékek védőkondenzátorait veszélyeztető légköri túlfeszültségek levezetésére, ha az antenna és a földelő közötti egyenáramú ellenállás 500  $\Omega$ -nál nagyobb, gondoskodni kell finomvédelemről.

Az ennek a szabványnak megfelelően felállított antennaberendezés az épület villámvédelmi berendezéséhez tartozó résznek tekintendő, ha e szabványon kívül az általános villámvédelmi előírásoknak is megfelel. A villámvédelemre az MSZ 274-62 sz. szabvány érvényes.

b) Ha az épületen már van vagy lesz épületi villámvédelmi berendezés, az antennaberendezést

be kell építeni a villámvédelmi berendezésbe. Erre vonatkozólag az MSZ 274 előírásai érvényesek.

c) Ha az elektromosan nem vezetőképes antenntartót védeni kell a sérülések ellen, végig kell rajta vezetni egészen a csúcsig egy legalább 3 mm átmérőjű horganyozott acélhuzalt vagy egy legalább 6 mm<sup>2</sup> keresztmetszetű rézhuzalt. Ezt a huzalt a 3.1.2. pont szerint le kell földelni. Ha nagyfrekvenciatechnikai okok miatt nem engedhető meg a végigfutó huzal, közbe szabad iktatni elválasztó szikraközöket.

d) A sérülés, törés ellen védendő szigetelőket védő szikraközökkel kell áthidalni. A védő szikraközök megszólalási feszültségének kisebbnek kell lennie a szigetelők átívelési feszültségénél.

### Belső antennák és a velük egyenértékűnek tekintendő antennák

A légköri túlfeszültségek levezetésére szolgáló földelés a következő esetekben elhagyható:

a) Szobaantenna vagy olyan antenna használata, amely be van építve a készülékbe, vagy amely mechanikailag közvetlenül össze van kapcsolva a készülékkel.

b) Fedélhéj alatti antenna használata, ha legkülső pontja és az antennahozzávezetés legalább 0,5 m-re van a fedélhéj belső oldalától, a kéményektől és a szellőzőberendezésektől, és ha az antennát bekötő vezeték az épület belsejében halad. Ha ez a vezeték kívül van az épületen, és a c) pont szerinti távolságokat nem lehet tartani, az MSZ 274 előírásai mérvadók.

c) Olyan külső antenna használata, amelynek legmagasabb pontja és bekötő vezetéke legalább 3 m-rel egy fémcsatorna vagy legalább 2 m-rel egy nem vezetőképes anyagból elkészített ereszcsatorna alatt halad, és amelynek legkülső pontja és bekötővezetéke legfeljebb 2 m-re van az épület külső falától (pl. ablakantennák).

Ha az épületnek az MSZ 274 szerinti villámvédelme van, az antenna vagy az antennát bekötő vezeték legkülső pontja és a villámvédelmi berendezés közötti  $D$  legkisebb távolságot a

$$D \cong \frac{1}{5} R$$

összefüggés szerint kell megállapítani, ahol  $D$  mm-ben és  $R$   $\Omega$ -ban értendő ( $R$  = a villámvédelmi berendezés teljes földelési ellenállása).

Ha nem teljesülhetnek az előbb meghatározott feltételek, vezetőképes összeköttetést kell létesíteni a villámvédelmi berendezéssel. Elválasztó szikraközök vezetőképes kötésnek számítanak.

### Antennavezetékek

Hogy a villám árama ne folyhasson át olyan helyeken az épület földelt részeire, ahol tüzet okozhat, az antennavezetékek és a láthatóan elhelyezett, földelt épületgépészeti berendezések vagy épületszervek között gondoskodni kell egy megfelelő átívelési helyről. A tűzveszélyes közelségi helyekhez képest ennek az átívelési helynek lehetőleg magasabbnak kell lennie, átívelési távolságának pedig kisebbnek. Tűzveszély akkor áll fenn, ha az átívelés gyúlékony anyagokat érhet el.

(Földelt épületgépészeti berendezések például a vízvezetékek, gázvezetékek fémcsövei, a központi fűtés csővezetékei, a liftaknák szerelvényei, a vaslépcsők stb.)

### Földelők

Földelőnek a következők alkalmazandók:

a) A földben elhelyezett terjedelmes csőhálózatnál fémesen jól érintkező fémcsövek (ilyen csőhálózatnak számít például a vízvezeték-hálózat, a hőszigetelt távfűtési csőhálózat azonban már nem). A gázvezeték önmagában nem elegendő a földeléshez. (Tilos is!)

b) A villámhárítók földelése az MSZ 274 szerint.

c) Acélvázazás és vasbeton épületekben az acélvázazás és a vasalások.

d) A kisfeszültségű berendezések védőföldelői. (Az antenna földelővezetékét közvetlenül össze kell kötni a földelő csatlakozó kapcsával. Az erősáramú berendezések védővezetőjét nem szabad erre a célra felhasználni.)

Az előzőekben meghatározott földelők hiányában külön földelőberendezést kell létesíteni az antennához.

Ha egy épületen belül több épületgépészeti berendezés is van, célszerű összekötni őket, ha üzemi okok nem szólnak ellene. A nagyfeszültségű berendezésekkel való összekapcsolásra külön rendelkezések érvényesek.

Azokban a hálózatokban, amelyekben a nullázás mint védelem meg van engedve, az épületben viszont nincs földelő, az antennaberendezés földelése

lőjét egy földelővezeték útján a csillagponti vezetővel kell összekötni. A földelővezeték keresztmetszete legalább 16 vagy 25 mm<sup>2</sup> legyen aszerint, hogy rézvezetékéről vagy horganyozott acélsodronyról van szó.

Az olyan hálózatokban, amelyekben a védőföldelés megengedett védelemnek számít, az antennaberendezés földelőjét mindegyik földelővel összekell kötni. A középponti vezetővel nem szabad összekötni az antennaberendezés földelőjét.

### Földelővezetékek

a) A földelővezetékek méretei ne legyenek kisebbek a táblázatban megadott értékeknél.

b) A földelővezeték részei lehetnek például a villámvédelmi berendezések levezetői, az épülethez tartozó és megfelelő keresztmetszetű fémcsovek és szerkezeti részek, például a tűzbiztonsági vaslétrák stb. Az esővízlevezető csatornák nem használhatók fel erre a célra. A gázvezetékek és mellékági vezetékek önmagukban nem elegendők.

c) A táblázat szerint épületen belüli fektetésre megengedett földelővezetékek legfeljebb 1 m hosszú szakasz mentén az épületen kívül is vezethetők. Ilyen szakasz például az antennacsatlakozás, az antennatartó, a túlfeszültség elleni védelem vezeték szakasza.

### Vezetékfektetés

a) Ha ugyanazon az épületen több antenna is van, és a közöttük levő távolság 10 m-nél kisebb, földelővezetékeiket össze kell kötni egymással. Mindegyik antennához egyetlen közös földelővezeték szabad létesíteni.

b) A földelővezeték a lehető legrövidebb úton kell a földelőhöz vezetni. Nagyjából függőleges vezetésre kell törekedni, helyenként azonban vízszintes vagy emelkedő szakaszok is megengedhetők például az olyan helyeken, ahol meg kell kerülni az épület kiszögelléseit, párkányait. Az ilyen esetekben ügyelni kell arra, hogy a kerülővezeték kezdete és vége között két tetszés szerinti pont nagyobb távolságra legyen egymástól, mint amekkor a két pont között a vezeték szakasz hosszának egy tized része.

c) A földelővezetékeket úgy kell felszerelni, hogy láthatók maradjanak; nem szabad védőcsőbe helyezni, a falban vagy a vakolat alatt fektetni őket. Kivételesek a falakon vagy födémenek keresztül védőcsőben elhelyezett rövid átvezetések.

d) A földelővezetékek köztartó bilincsek nélkül fára is fektethetők.

### Összekötési pontok

a) A földelővezeték mentén az összekötési pontokat lehetőleg kerülni kell, és nem szabad közvetlenül fán vagy könnyen gyúlékony anyagok közelében létesíteni.

A földelővezetékek legkisebb méreteinek táblázata

Anyag	Az épületen kívül	Az épületen belül
Horganyozott acél	8 mm átmérőjű huzal; a sodrony használata tilos 20 mm × 2,5 mm méretű szalag Hőre lágyuló védőburkolattal ellátott huzal, a falvastagság legalább 1 mm; 4,5 mm átmérő vagy 16 mm <sup>2</sup> keresztmetszet	4,5 mm átmérő vagy 16 mm <sup>2</sup> keresztmetszet
Réz	8 mm átmérőjű huzal 7 × 3 mm átmérőjű sodrony 20 mm × 2,5 mm méretű szalag Hőre lágyuló műanyagból készített védőburkolatú huzal, a legkisebb falvastagság 1 mm; 3,5 mm átmérő vagy 10 mm <sup>2</sup> keresztmetszet	3,5 mm átmérő vagy 10 mm <sup>2</sup> keresztmetszet
Alumínium	10 mm átmérőjű huzal; a sodrony használata tilos 25 mm × 4 mm méretű szalag Hőre lágyuló műanyagból készített védőburkolatú huzal, a legkisebb falvastagság 1 mm; 4,5 mm átmérő, 16 mm <sup>2</sup> keresztmetszet	4,5 mm átmérő vagy 16 mm <sup>2</sup> keresztmetszet



b) Az összekötési pontok hozzáférhetőek maradjanak, és ne lazulhassanak meg.

c) A vezetőképes csöveken, például a fűtés vagy a vízvezeték csövein legalább 10 cm<sup>2</sup> érintkezési felületű szorítókapocccsal kell létrehozni összekötési pontot. A vízfogyasztásmérőket és hasonló készülékeket át kell hidalni egy olyan vezetővel, amely megfelel a földelő vezetékek előírásainak. Nem szabad áthidalni a csövezetékekben az olyan beépített szigetelőkarmantyúkat, amelyek az érintési feszültség elleni védelem céljaira a vezeték-szakasz elektromos leválasztására szolgálnak. Nem szabad összekötni a földelővezetékkel azokat a csövezetékeket, amelyeket ilyen szigetelőkarmantyúk leválasztanak a földelésektől.

d) Az összekötési pontokban olyan fémeket kell összepárosítani, amelyek között nem keletkezik 1,15 V-nál nagyobb elektrokémiai feszültségkülönbség.

#### Túlfeszültség elleni védelem

##### Az átvélelési helyek méretezése

a) Durvavédelem. Durvavédelemnek számítanak az olyan védő szikraközök, leválasztó szikraközök, átvélelési helyek, szigetelők vagy egyéb szigetelő közbenső rétegek, amelyek a levegőben legfeljebb 30 mm átvélelési távolságot, a szigetelőanyagokban pedig ennek megfelelő nagyságú átütési feszültséget eredményeznek.

Két fémes él, sarok vagy csúcs között 760 torr nyomású és max. 70% viszonylagos nedvességtartalmú levegőben hozzávetőlegesen 1000 V átvélelési feszültséget lehet számítani 1 mm-es lég-résre. Legömbölyített élek és sarkok vagy gömb alakú testek között körülbelül 3000 V-ra nő meg az átvélelési feszültség nagysága

b) Finomvédelem. Finomvédelemnek számítanak az olyan feszültségvezetők, amelyeknek megszólalási feszültsége legfeljebb 1000 V, levezetőképessége pedig legalább 0,5 Ws.

A durvavédelem és a finomvédelem összeépíthető.

c) Az átvélelési helyek felépítése és alkalmazása. A keletkező ív vagy szikra útja mentén elhelyezett szigetelőanyagok legalább nehezen gyúlékonyak legyenek (mint például a PVC).

A szikraközök levegőben legalább 10 cm-re legyenek a gyúlékony anyagoktól (például fától), és

legalább 60 cm-re a könnyen gyúlékony anyagoktól (például nádtól, szalmától, szénától), vagy olyan szerkezeti részekkel kell körülvenni őket, amelyek tűzállóak.

## 33.2. A villamos berendezések feszültsége elleni védelem

### A helyhez kötött berendezések közötti távolságok

Az antennaberendezés vezetőképes részei és a földhöz képest 65...1000 V effektív értékénél nagyobb feszültségű berendezések vezetőképes részei közötti távolság zárt térben legalább 10, a szabadban legalább 20 mm legyen.

Ezek a távolságok csak az elektromos biztonságra vonatkoznak. A nagyfrekvenciás zavarok elhárításához nagyobb távolságokra kell törekedni.

Az előbbieken megnevezett berendezések részei közé tartoznak a vezetőképes felerősítő eszközök is.

A megadott értékeknél csak az esetben szabad kisebbre venni a távolságokat, ha rögzítetten beépített és kielégítő mértékben szigetelő közbenső rétegek feltétlenül megakadályozzák a közelségi helyeken a két berendezés vezetőképes részei közötti, nem szándékos érintkezést.

Az antennaberendezések és a legalább 1 kV effektív feszültségű berendezések között megfelelően nagyobb távolságokra van szükség, hacsak valamilyen megfelelő szigetelés nem akadályozza meg a közelségi helyeken a két berendezés között a feszültség átlépését. A megfelelően szigetelő anyag átütési feszültségének 30...60 kV-nak kell lennie.

### Védelmi intézkedések

#### az árnyékolt nagyfrekvenciás vezetékhez és antennae erősítőhöz csatlakozó antennákra

Az antennavezeték vagy (társas antennaberendezések esetén) a nagyfrekvenciás elosztóhálózat árnyékolását tartósan össze kell kötni az antennaberendezés földelőjével; nincsen szükség erre az összekötésre, ha valamilyen más, tartós és megbízható elrendezés következtében a hálózati feszültség nem juthat a nagyfrekvenciás elosztóhálózatra.

Az antennaerősítőn — ha egyáltalán van ilyen a berendezésben — a védővezető szorító kapcsát szintén össze kell kötni az antennaberendezés földelőjével.

Az antennaerősítőkön még abban az esetben is alkalmazni kell a túlságosan nagy érintési feszültség elleni védelemnek az eszközeit, ha ez az erősítő nem veszélyeztetett helyiségben van felállítva. (Meghibásodás esetén a nagyfrekvenciás elosztóhálózaton keresztül veszélyes érintési feszültségek kerülhetnek az olyan helyiségekben levő antennacsatlakozásokra, amelyekre védelmi intézkedések vannak előírva.)

A védelemül nullázható erősáramú hálózatokban a földelőberendezést fémesen össze kell kötni a csillagpont vezetőjével.

Ha az erősáramú hálózatnak is részét képező védővezető össze van kötve az antennaerősítő csatlakozójával, szándékolatlan csatolás jön létre az erősáramú hálózat és az antennaberendezés között, és ennek következtében lehetővé válik a nagyfrekvenciás zavarófeszültségek átlépése.

Az erősáramú hálózat és az antennaberendezés közötti nagyfrekvenciás csatolás kiküszöbölésére a csillagpont vezetője és a földelőberendezés között nullázás esetén alkalmazandó összekötő vezeték a földelő közvetlen közelében kell csatlakoztatni. E vezetéknek ki kell elégítenie a védővezetőre vonatkozó követelményeket.

Az olyan eseteket különösen figyelembe kell venni, amikor az antennavezeték elektromos energiát is szállít az antenna felé (például az antennaszoplon elhelyezett erősítő táplálásához).

Ha az antennaerősítő rögzítetten csatlakozik az erősáramú hálózathoz, ez a csatlakozás csak szerszámmal legyen lehetséges.

Védőérintkezős dugaszolóhüvelyen keresztül létrejövő csatlakozás esetén a dugaszolóhüvely védőérintkezőjét össze kell kötni az antennaberendezés földelővezetékével. Ez az összekötés elégítse ki a védővezetésre vonatkozó követelményeket. A dugaszolóhüvely védőérintkezőjét az erősáramú védővezetőjével nem szabad összekötni. Az erősítőhöz rögzítetten fektetett csatlakozóvezetékkel együtt vezetett védővezetőt csak az antennaberendezés földelőjével szabad összekötni, az erősáramú hálózatban vezetett védővezetővel nem.

A nagyfrekvenciás elosztóhálózat földelésének az erősítő kiszerezése után is földeltnek kell lennie.

3.3. Az antennaberendezésnek és részeinek a keresztvezése csak abban az esetben engedhető meg,

ha teljesülnek a meghatározott követelmények. Ilyen keresztvezés:

- a) egy másik, az érintés ellen nem minden oldalról védett elektromos berendezés fölött vagy alatt;
- b) nyilvános közlekedési utak, például utcák, terek, autóutak, víziutak, sínpályák, kötélpályák stb. fölött.

El kell érni, hogy

a) ne jöhessen létre olyan érintkezés, amely által a keresztvezett vagy megközelített berendezés feszültségei átjuthatnak az antennaberendezésre, vagy amely által az antennaberendezés feszültségei átjuthatnak a keresztvezett vagy megközelített berendezésre;

b) a keresztvezett vagy megközelített elektromos berendezések az antennaberendezés részein keresztül ne kerülhessenek összeköttetésbe egymással;

c) ne keletkezzenek akadályok a nyilvános közlekedési utakon.

Ha antennaberendezések vannak erősáramú berendezések közelében, a keresztvezésekre vonatkozó követelményeket ki kell elégíteni az antennaberendezés ama részeivel is, amelyek az antennaberendezésben bekövetkező törés esetén érintkezésbe jöhetnek az erősáramú berendezések feszültség alatt levő részeivel.

Nyilvános közlekedési felületeken, energiaátviteli vezetéseken és híradástechnikai szabadvezetéseken vagy élétesítmények fölött csak abban az esetben szabad szakember által antennaberendezéseket felállíttatni, üzembe helyezett vagy leszereltetni, ha a kérdéses létesítmények üzeme vagy irányítása szempontjából illetékes szervek engedélyezték e munkák elvégzését.

Huzalantennával nem szabad a szabadban olyan berendezéseket felülről keresztvezetni, amelyeknek feszültsége  $\cong 1$  kV.

Az 1 kV-nál kisebb feszültségű berendezéseket csakis akkor szabad a szabadban felülről keresztvezetni, ha a következő feltételek közül legalább az egyik teljesül:

a) A keresztvezés helyén a berendezés kivitelezése kielégíti a fokozott biztonságot.

b) Gondoskodni kell arról, hogy az antennaberendezésben bekövetkező törés (szakadás) esetén a keresztvezett berendezésnek feszültség alatt álló részeit ne érintessék az antennaberendezés részei, vagy csak olyan helyeken jöhessen létre ilyen érintkezés, ahol 0,1 s-nál hosszabb ideig nem lehet 65 V effektív értéknél nagyobb feszültség. Ezzel kapcsolatban oldalsó szélnyomást kell figyelembe venni.

Ha az antennaberendezés helyzetével vagy elrendezésével nem lehet biztosítani ezt az érintésvédelmet, például több földet, mechanikailag kielégítően méretezett védőhuzalt lehet elhelyezni a keresztezett berendezés fölött oly módon, hogy az antennaberendezés részei törés vagy szakadás esetén ne jöhessenek érintkezésbe a keresztezett berendezés feszültség alatti részével.

Ha az antennaberendezés felülről olyan berendezést keresztez, amelynek effektív feszültsége a földhöz képest legfeljebb 65 V, akkor az ilyen antennaberendezéseket a fokozott biztonsággal kell kivitelezni.

A földhöz képest 65 V effektív értéknél nagyobb feszültségű és az érintés ellen nem minden oldalról védett vezetékek szabadtéri alulkeresztezése esetén gondoskodni kell arról, hogy az alulkeresztezett berendezésben esetleg bekövetkező törés (szakadás) ne okozhasson túlságosan nagy érintési feszültségeket az antennaberendezés részein. Ezzel kapcsolatban oldalsó szélérőt kell figyelembe venni.

### 33.3. Fokozott biztonságú antennaberendezések

Az antennaberendezés mechanikai szilárdsága szempontjából mérvadó szerkezeti részeket a legkedvezőbb terhelési viszonyok között a szokásos igénybevételeknek csak a felével egyenlő mértékben szabad terhelni.

A kerámia szigetelőket és az üvegszigetelőket csak nyomásra szabad igénybe venni.

Vékony szálas sodratot (lítze-huzalokat) nem szabad alkalmazni.

### 33.4. Üzembiztonság

Az antennaberendezéseket az előzőkben felsorolt követelményeknek megfelelő állapotban kell tartani. A veszélyes hiányosságokat és hibákat meg kell szüntetni.

Az antennaberendezések felállítása során még mindig előfordulnak súlyos és gyakran halálos balesetek. Okuk minden esetben az érvényben levő munkavédelmi intézkedések elhanyagolására vezethető vissza. Például a tetőkön és az oszlopokon munka közben kötelező az előírásoknak megfelelő biztonsági kötél és biztonsági heveder (öv) hasz-

nálata. A létráról elvégezhető egyszerű munkához legfeljebb 8 m hosszú létrát szabad felhasználni. A munka megkezdése előtt minden létrát meg kell vizsgálni. A hibás, sérült létrafokokat, azokat is, amelyek elforgathatók, azonnal ki kell cserélni. Tilos rásegezni a létrára a létrafokokat. Kicsúszás, elcsúszás, átbillenés és feldőlés ellen biztosítani kell a létrákat. Bizonytalan támpontokhoz (pl. üveglaphoz, rudakhoz, feszítőhuzalokhoz stb.) nem szabad hozzátámasztani őket.

A tetőkön vagy póznákon végzendő munkák ideje alatt kellőképpen biztosítani kell azokat a területeket, ahova esetleg leeshetnek a szerszámok és egyéb tárgyak. A közlekedés biztonságára feltétlenül ügyelni kell. A szerszámokat zsebben kell biztonságosan elhelyezni, és nem szabad az antena vagy a pózna egyes részeire tenni vagy munka közben a térden tartani. A munka befejezése után helyre kell állítani a rendet a munkahelyen és környékén. Veszélyes és rossz szokás például a huzal-hulladékok széthagyása.

A póznák felállításakor el kell távolítani a munkában részt nem vevő személyeket a feldőlési és lezuhanási távolságon belül eső területekről. A külön alapozás nélkül felállítandó póznák teljes hosszának egy hatodát, de legalább 1,60 m hosszú végét be kell temetni, és utána le kell döngölni a talajt. A felállításhoz háromlábakat és villatámaszokat kell használni. A pózna alsó végét úgy kell rögzíteni, hogy ne pattanjon fel. Felállítás közben nem szabad rálépni a póznára. Csak akkor szabad felmászni rá, amikor már teljesen be van temetve a gödör. A felmáshoz előírt biztonsági övet kell használni, de felhasználása előtt a test-súlyal ki kell próbálni.

Az antennaberendezésen viharveszély esetén minden munkát be kell szüntetni.

A nagyobb antennaberendezések felállítása előtt és kétséges esetekben feltétlenül keressük fel az illetékes munkavédelmi felügyeletet, ahonnan mindig egyértelmű és megbízható felvilágosításokat kaphatunk.

Az URH- és tv-antennák egyre növekvő száma következtében jelentős mértékben növekszik az antennába becsapó villámmal előidézett épületkárok mennyisége. Az ilyen károk kivizsgálása többnyire a megállapítással végződött, hogy teljesen hiányzott az előírtas földelés, vagy túlságosan nagy volt a földelési ellenállás. Sok antenát manapság a szükséges szakismeretek nélkül szerelnek vagy az első tv-vételhez csak ideiglenesen állítanak fel. Ha jó képet sikerül kapni, az ilyen ideiglenes antennák sokszor meg is maradnak tar-

tós használatra; ezáltal veszélyeztetik az utcai járókelők biztonságát, és hatalmas villámkárokat idézhetnek elő. A helytelenül felszerelt és a tetőgerincből kinyúló antennába becsapó villám bejut az épület belsejébe, és a legkisebb ellenállásnak megfelelő út mentén lefolyik a földbe. Ez a legkisebb ellenállású út többnyire az elektromos hálózat vagy valamilyen más fémvezető. A hőhatás és a repesztőhatások, továbbá az elektrodinamikai erők következtében jelentős károk keletkezhetnek az épületben és a berendezésekben, nem ritka a tűzeset sem, veszélybe kerül a ház lakóinak élete vagy egészségi állapota.

Kiderült, hogy a tető alatti antennába is becsaphat a villám, bár az ilyen antennákra nem kötelező a villám elleni védelem. A veszély olyankor áll fenn, amikor túlságosan közel van az antenna a fedélhéjhoz vagy a meglévő villámhárító levezetőjéhez.

Az amatőr többnyire maga építi meg készülékeit és antennáit. Sokszor az antenناسzerelést is maga végzi el, vagy saját felelősségére és irányításával segítőkész barátjaival és szomszédaival végezteti el.

Ezért a lelkiismeretes amatőrnek gondosan követnie kell az antennaberendezések felállítására vonatkozó hivatalos előírásokat, és saját biztonsága érdekében egy szakembert is fel kell kérnie a berendezés felülvizsgálatára és megítélésére.

\*

A közösségi antennákra vonatkozó tudnivalókat a Műszaki Könyvkiadónál megjelent Bárdos Sándor: Közösségi vevőantenna-rendszerek című Ipari Szakkönyvtár kötet, továbbá a Tervezésfejlesztési és Típustervező Intézet által kiadott Központi tv-antenna berendezés című Épületgépészet tervezési segédlet tartalmaz.

Az antennák létesítéséhez, építéséhez

#### Magyarországon

be kell tartani a közlekedési- és postaügyi miniszter 7/1973. (XII. 27.) KPM számú rendeletét, amely a Rádió- és Televíziószabályzatot tartalmazza. E rendelet vonatkozó szövege a fejezet elején található.

## 34.

# Új antennakonstrukciók

E könyv első kiadásának kinyomtatása óta ismertté vált néhány olyan antennamegoldás, amely új konstrukciónak vagy esetleg a már ismert típusú antennák kiegészítésének is tekinthető. A második kiadás olvasóinak feltétlenül meg kell ismerkedniük ezekkel a megoldásokkal is, de nyomdatechnikai okokból kénytelenek vagyunk egy külön fejezetben foglalni össze őket.

### 34.1. Kis helyen elférő és nagy teljesítőképességű antennák 80 és 40 méterre

Ősz közepétől tavasz közepéig, különösen pedig a kis naptevékenység időszakában sokszor jó lehetőségeket teremt a távolsági (DX-) forgalomra a 80 és a 40 m-es amatőrsáv. Hogy sikeresen létesíthessünk nagy távolságú összeköttetéseket, érzékeny, éles szelektivitású vevőre és mindenekelőtt egy nagy teljesítőképességű antennára van szükségünk. A 80 m-es sávban mechanikai okok miatt természetesen nem használhatunk elforgatható iránysugárzót, de teljesítőképes DX-antennának tekinthetünk már egy teljes hosszúságú félhullámú dipólust is, ha lehetőleg nagy magasságban függesztjük fel. Az

$$U = E \frac{\lambda}{6,28} \quad (34.1)$$

összefüggés szerint ugyanis az állandó  $E$  erősségű térben elhelyezett és rezonanciára hangolt félhullámú dipólus  $U$  vételi feszültsége annál nagyobb,

minél nagyobb a  $\lambda$  hullámhossz (ebben a képletben az  $E$  térerősséget  $\mu\text{V}/\text{m}$ -ben, kell behelyettesíteni, és az  $U$  feszültséget  $\mu\text{V}$ -ban kapjuk meg). Könnyen kiszámíthatjuk ebből a képletből, hogy egy 80 m-es dipólussal négyszer (12 dB-lel) nagyobb  $U$  vételi feszültséget kapunk, mint az egyébként megfelelő, de 20 m-es félhullámú dipólussal. A 80 m-nek megfelelő félhullámú dipólusnak körülbelül 40 m hosszú huzalát sok esetben nagyobb nehézségek nélkül is el tudjuk helyezni a vízszintes síkban, azt azonban már nagyon ritkán tehetjük meg, hogy a kisugárzás szempontjából kedvező 30 vagy 40 m ( $3/8\lambda$ , ill.  $1/2\lambda$ ) magasságban szereljük fel ezt a dipólust (lásd a 3.12. ábrát). Ha például csak 10 m a talajtól számított magasság ( $=1/8\lambda$ ), a fősugárzás függőlegesen felfelé irányul, úgyhogy a közeli tartományban igen jó eredményeket ad az antenna, DX-re azonban aligha alkalmas. A dőlt vagy szögben behajlított dipólusok itt megjavíthatják a viszonyokat, és a kis szerelési magasság ellenére viszonylag „lapos” kisugárzást eredményeznek.

A függőleges negyedhullámú sugárzók a legkisebb helyen férnek el, és bizonyos körülmények között mechanikailag kissé meg is rövidíthetők. Minthogy az ilyen negyedhullámú antennákat a föld vagy a megfelelő ellensúly tükrözés útján függőleges félhullámú dipólussá egészíti ki, a jó hatásfoknak alapfeltétele a kitűnő nagyfrekvenciás földelés (lásd a 19.1. pontot). A villámhárítók szokásos földelése nagyon tökéletesen elégíti ki ezt a követelményt, és a legcélszerűbb ehelyett az antenna talppontjából sugarasan kiindulva egy sűrű és lehetőleg nagy terjedelmű huzalhálót alakítani ki a föld alatt.

### 34.1.1. Térbelileg rövidített többsávós dipólusok

12,26 m legnagyobb hosszmerettel bizonyára a legrövidebb ötsávós antennát dolgozta ki G 3 KSK. A 34.1.(a) ábrán látható megoldás mind-egyik rövidhullámú amatőrsávra egy-egy teljes huzalhosszúságú félhullámú dipólust tartalmaz (a 15 m-es sávra 1,5  $\lambda$  a dipólus hossza). A dipólusoknak ez az „egymásba skatulyázása” nagyon sok helyet takarít meg. A hosszabbítótekerces beiktatásával térbelileg rövidített antennák kisebb-nagyobb többletvesztéseiket kiküszöböli ez a megoldás. A bemutatott szélsőséges esetben átfedik egymást a 80 m-es dipólus ágai, úgyhogy ebben a sávban csak kisebb hatásfokra lehet számítani.

Vízszintes irányban legalább 10, inkább azonban 20 m magasan kell a talaj felett felfüggeszteni az antennát. Ha ezt a magasságot nem lehet elérni, előnyösebb a függőleges felfüggesztés. A középső  $XX$  táppontban elméletileg körülbelül 50  $\Omega$  a talpponti impedancia, de az aránylag kis szerelési magasság miatt egyéb környezeti hatások folytán kisebb-nagyobb illesztetlenséggel kell számolnunk. Ezért ezt az antennát egy 13,1 m mechanikai hosszúságú, 50  $\Omega$  hullámimpedanciájú koaxiális kábellel ajánlatos táplálni (a rövidülési tényező 0,66). Ha a kábelben sok a levegővel kitöltött üreg, a  $v$  rövidülési tényező pedig 0,82, a kábelhossznak 16,3 m-nek kell lennie. Az ilyen mechanikai hosszúságú kábelek mentén az öt sáv egyikében sem alakulhat ki rezonancia, úgyhogy a köpenyhullámokat elfojtja a tápkábel. Ugyanakkor e kábelek elektromos hossza 19,8 m, vagyis 80 m-en nagyon közel van a negyedhullámú rezonanciához (40 m-en  $\lambda/2$ -höz, 20 m-en  $\lambda$ -hoz, 15 m-en 1,5 $\lambda$ -hoz és 10 m-en 2 $\lambda$ -hoz), úgyhogy a tápvezeték végén egy aluláteresztő szűrő (Collins-szűrő) beiktatásával meg lehet javítani az illesztést. Ugyanerre a célra 13,1, illetve 16,3 m egész számú többszöröseivel egyenlő hosszúságú kábelszakaszok is felhasználhatók. A szimmetriaátalakítást rendszerint el lehet hagyni az  $XX$  táppontban. Amint a 34.1.2. alponthban már elmondtuk, itt csak egy széles sávú, gyűrűs balun jöhetne egyébként számításba.

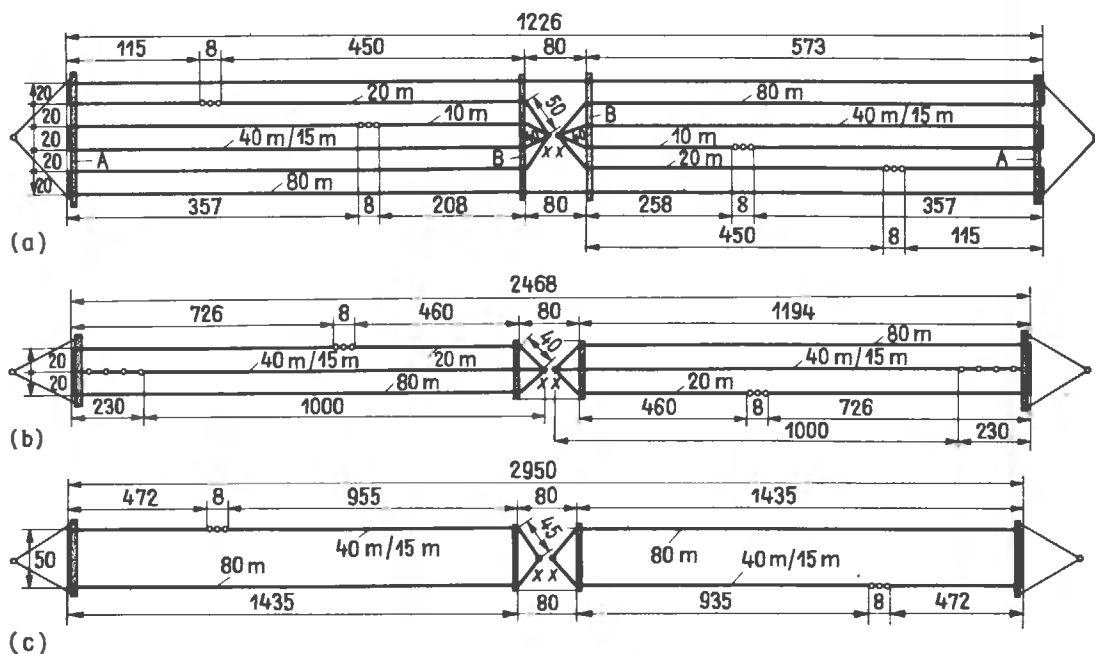
A négy köztartót csomómentes, kör keresztmetszetű, impregnált farúdból (seprűnyélből) lehet leszábní. Időjárásálló lakkozással és az antennalítze felvételére megfelelő furatokkal kell ellátni őket.

Az ugyanilyen elven megépített, vízszintes irányban 24,68 m szerkezeti hosszúságú négysávós antenna (34.1. (b) ábra) a 80 m-es sávban is elég jó hatásfokkal működik. Az ésszerűség határain belüli szögképzés és a sugárzó két végének visszavezetése a tapasztalatok szerint csak kis mértékben befolyásolja a sugárzási tulajdonságokat, mert minden félhullámú dipólusban az áramhasban (a sugárzó közepén) a legerősebb a sugárzás. Itt is az a helyzet, hogy a 40 m-es, beskatulyázott dipólus másfélhullámú dipólusként egyúttal a 15 m-es sávban is használható. A 34.1. (c) ábrán megrajzolt háromsávós, 29,5 m fesztvú dipólus a 80, 40 és 15 m-es sávokban működik. Ugyan-ezen az alapon más kombinációk is lehetségesek.

### 34.1.2. A javított, kábeles táplálású négysávós Windom-antenna

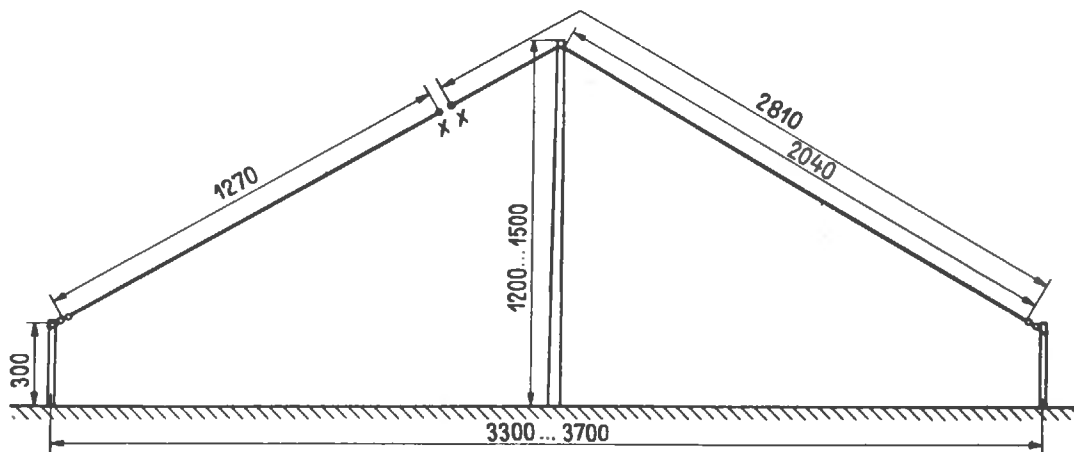
Akinek a vízszintes irányban körülbelül 35 m antennahossz nem okoz nehézséget, magasságban azonban csak 12...15 m engedhető meg, jól beérheti a sarkosított, kábeles táplálású négysávós Windom-antennával (34.2. ábra). Ez az antenna a 80 m-es sávban mint teljes hosszúságú félhullámú, a 40 m-es sávban pedig mint egészhullámú dipólus működik, 20 m-en 2 $\lambda$ , végül 10 m-en 4 $\lambda$  a hossza. Az ábrán beírt hosszmerettel DL 7 KM ki is próbálta, és mind a négy sávban 1,3 alatti állóhullámarányt ért el vele. A 10.16. (b) ábra adatától kissé eltérő hosszme-ret oka valószínűleg a nagyobb kapacitív terhelés, kisebb szerelési magasság és a föld felé forduló szögcsítés. Az utóbbinak célja nem az egyik alátámasztási pont megtakarítása, hanem a sugárzási tulajdonságok tudatos megjavítása (lásd a 10.27. és a 11.17. ábrát is).

Az  $XX$  megszakítási pontban tetszés szerinti hosszúságú, 300  $\Omega$  hullámellenállású szalagkábel-lel lehet gerjeszteni az antennát oly módon, hogy az illesztési hiba még a megengedhető határokon belül maradjon. A koaxiális kábel azonban kedvezőbb ennél, mert egyrészt tartósabb, másrészt nagyobb biztonságot nyújt a televízióvételi zavarok (TVI) ellen. Ezenkívül a legtöbb amatőradóhoz koaxiális kábellel lehet csatlakozni. Hogy azonban szimmetriahelyesen és impedancia-helyesen lehessen bekötni az  $XX$  táppontban a koaxiális kábelt, közbe kell iktatni egy olyan transzformátort, amely meglehetősen érzéketlen a frekvenciára, 6 : 1 arányban letranszformálja az antenna

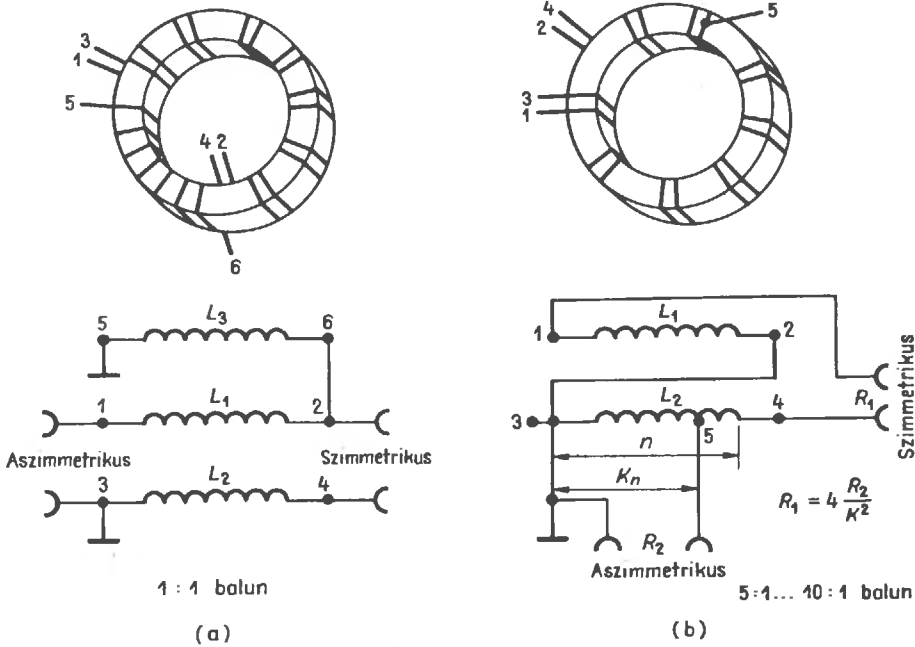


34.1. ábra. Kis helyigényű többsávú dipólusok

(a) rendkívül rövid, ötsávú dipólus, (b) négsávú dipólus a 80, 40, 20 és 15 m-es sávra, (c) javaslat egy mechanikailag egyszerű háromsávú dipólusra  
(a méretek centiméterben értendők; a rajzok nem léptékhűek)



34.2. ábra. A kábeles táplálású, szögcsített, négsávú Windom-antenna  
(a méretek centiméterben értendők)



34.3. ábra. Gyűrű alakú baluntranszformátorok  
 (a) 1 : 1 áttételű balun, (b) 5 : 1 ... 10 : 1 áttételű balun

bemeneti ellenállását, és ezzel egyidejűleg szimmetrizál is. Ezeket a követelményeket jól kielégítik a széles sávú baluntranszformátorok, ha gyűrű alakú ferritmagot tartalmaznak. A 34.3. ábrán elvi kapcsolási rajzokat és kivitelezési vázlatokat is közlünk a transzformátor elkészítéséhez. 60 mm külső átmérőjű ferritgyűrű nagy teljesítményű adókhöz is elegendő nagyságú. Az  $L_1$  és az  $L_2$  tekercset bifilárisan kell elkészíteni oly módon, hogy menetei egyenletesen oszoljanak meg a gyűrű kerülete mentén. A bifiláris tekercsek a mágneses mag permeabilitásától függően 6...10 menetet tartalmazzanak. Megfelelő ferritanyaggal 3 MHz-től 30 MHz-ig terjedhet az átviteli sáv (1 : 10). A tekercsek anyaga lakkozott rézhuzal, szigetelt sodrat (litze) vagy esetleg kéterű lapos szalagvezeték lehet, a vezető keresztmetszetének nem szabad 1 mm<sup>2</sup>-nél kisebbnek lennie. A 34.3. (a) ábrán látható, széles sávú szimmetriaátalakító nem transzformál (áttétele 1 : 1), és nagyon jól csatlakoztatható a 34.1. ábra szerinti többsávú dipólusokhoz. Az  $L_1$ ,  $L_2$ ,  $L_3$  tekercsek azonos menetszámúak (egyenként 6...10 menetet tartalmaznak),  $L_1$  és  $L_2$  bifilárisan tekercselendő úgy, hogy a gyűrű alakú ferritmag kerületének körül-

belül két harmadát takarja be; a fennmaradó egy harmadon kell elhelyezni az unifiláris  $L_3$  tekercset. A 34.2. ábra szerinti antennához szükséges baluntranszformátor a 34.3. (b) ábrán látható. A gyűrű egész kerülete mentén eloszló  $L_1$  és  $L_2$  itt egyetlen bifiláris tekercset alkot. A 2 és 3 pontok összekötésével kialakított soros—párhuzamos kapcsolás hatására a szimmetrikus (1—4) csatlakozás  $R_1$  impedanciája 4 : 1 arányban letranszformálva jelenik meg az aszimmetrikus (3—4) csatlakozás ( $R_2$ ) helyén ( $R_2 = R_1/4$ ). A 34.2. ábra szerinti antennához azonban körülbelül 6 : 1 áttételre van szükség. Ezt úgy érjük el, hogy az  $L_2$  tekercsen megcsapolást készítünk (5), és aszimmetrikus ( $R_2$ ) csatlakozásnak a 3-as tekercsvég és az 5-ös leágazás közötti részt tekintjük. Az 5 pont helyétől függően 5 : 1 és 10 : 1 között állítható be az áttétel. A megcsapolás helyét (5) az

$$R_1 = 4 \frac{R_2}{K^2} \quad (34.1)$$

képlet alapján lehet kiszámítani.

A 34.1. táblázat tizedes tört ( $K_n : n$ ) alakjában és ( $n=8$  és  $n=7$  menet feltételezésével) a 3 és 5



pontok közötti menetek számával adja meg az 5 leágazás helyére kiszámított eredményeket.

34.1. táblázat

$R_1 : R_2$ áttétel	Megcsapo- lás (5) ( $K_n : n$ )	$K_n$ menetszám	
		$n=8$	$n=7$
5 : 1	0,9	7,2	6,3
6 : 1	0,82	6,5	5,7
7 : 1	0,76	6,1	5,3
8 : 1	0,71	5,6	5,0
9 : 1	0,67	5,3	4,7
10 : 1	0,64	5,1	4,5

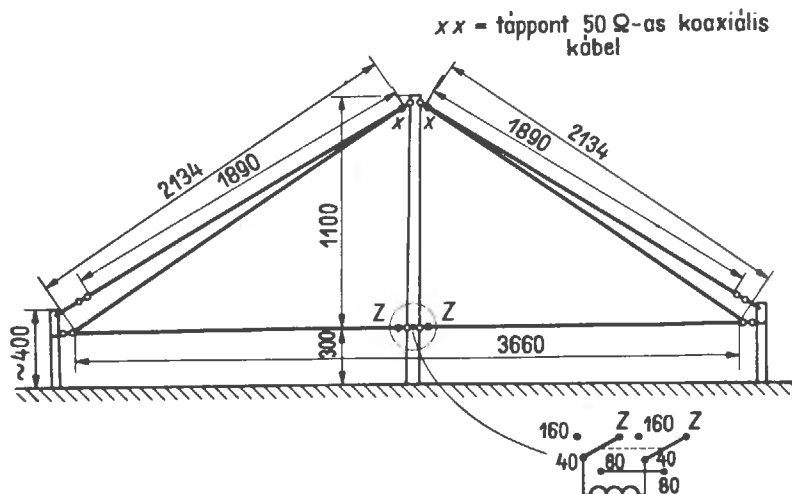
A szögcsített négysávós Windom-antennát DL7 KM az  $XX$  táppontban egy gyűrűs magot tartalmazó, 6 : 1 áttételű (a 34.3 (b) ábrának megfelelő) baluntranszformátoron keresztül tetszés szerinti hosszúságú,  $60 \Omega$  hullámimpedanciájú koaxiális kábelekkel táplálta, és a 80 m-es sávban  $s=1,2$ , a 40 m-es sávban  $s=1,1$ , a 20 m-esben pedig majdnem 1,0 nagyságú állóhullámarányt kapott. A 15 m-es sávban ez a Windom-antenna kevésbé jó ( $s=2,5$ ), a 10 m-es sávban viszont újra jó az illesztés. Aki  $50 \Omega$ -os koaxiális kábelt akar használni, 7 : 1 vagy 8 : 1 áttételű gyűrűs balunt vegyen hozzá, a  $75 \Omega$  hullámellenállású kábelekhez viszont 5 : 1 a megfelelő áttétel.

### 34.1.3. Egy többsávós delta-loop kombináció

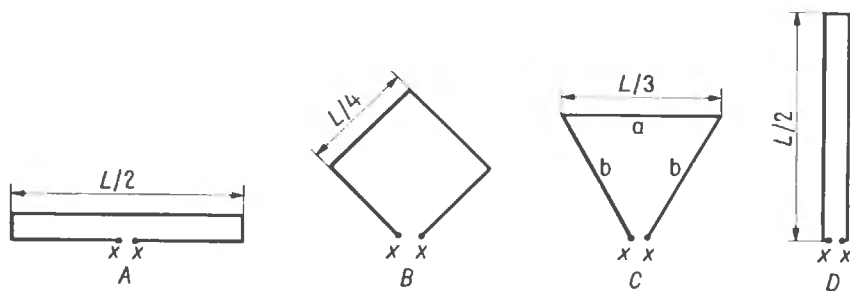
A 160, 80 és 40 m-es amatőrsávokra „inverted dipole delta-loop” néven egy igen nagy teljesítő-képességű többsávós antennát ír le W 2 EGH. Az egészhullámú, háromszög alakú keretantenna (delta-loop) a szokásos építési módokkal ellentétben olyan felépítésű, hogy a táppontjával szemben levő oldala párhuzamos a földfelülettel. Ezenkívül az  $XX$  táppontjával párhuzamosan van kapcsolva egy lefelé hajló dipólus. A 34.4. ábráról W 2 EGH eredeti méretei olvashatók le.

Ez az antenna elsősorban azért előnyös, mert aránylag olcsón, egyszerű átkapcsolás útján alkalmazható három (a 160, 80 és 40 m-es) amatőrsávra, és mert egy  $50 \Omega$ -os, tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábelrel közvetlenül lehet gerjeszteni. Frekvenciasávja viszonylag széles, állóhullámaránya legfeljebb 1,5 : 1 arányban nő meg a sáv szélén. Ezzel a sugárzóval W 2 EGH kitűnő eredményeket ért el, és más rádióamatőrök tapasztalatai teljes mértékben igazolták állításait.

A „fordított” deltahurok megépítéséhez egy 14 m magas tartóárbc (ez a magasság a földfelszíntől számítandó) és két, egyenként 4...5 m magas segédárbc szükséges. Magától értetődik, hogy a meglévő épületek vagy fák is felhasználhatók az antenna kikötésére. A háromszög alsó oldala 3 m magasságban párhuzamosan halad a talajjal. Ha ennél kisebb a magasság, megváltozik



34.4. ábra. Az inverted dipole delta-loop W 2 EGH szerint



34.5. ábra. Az egészhullámú hurokdipólusok

A hurokdipólus; B kvadelem; C delta-loop; D félhullámú párhuzamos huzalos vezeték

a rezonancia helyzete, a tápponti ellenállás nagysága és a hatásfok.

Mínthogy ezzel a megoldással a többsávós antennák témakörében új megfontolások is sikeresen valósulnak meg, érdemes részletesebben is kitérni ennek a típusnak az elméletére.

Amint a 34.5. ábrán látható, a hajlított dipólusból (A) a párhuzamos szakaszok széthúzásával, de a huzal  $L$  hosszának megváltoztatása nélkül kialakítható egy négyzet (a kvadelem, B) vagy akár egy egyenlő oldalú háromszög is (delta-loop, C). Az alakzat széthúzásának folytatásával végül egy félhullámú, a végén rövidrezárt párhuzamos vezetőket kapunk (D). Az  $L$  kerület mindegyik esetben ugyanaz marad, és úgy kell felvenni, hogy egyenlő legyen a  $\lambda$  hullámhosszal. Ha most a különböző hurkokat az  $XX$  táppontban ennek a hullámhossznak megfelelően gerjesztjük, minden esetben rezonanciát kapunk. A hajlított dipólus (A) talpponti ( $XX$ ) ellenállását  $240 \dots 300 \Omega$ -nak tekinthetjük, de a párhuzamos huzalszakaszokból összeállított félhullámú vezetékben (D) a vezetékvégi rövidzár az  $XX$  bemenetben is megjelenik, úgyhogy a talpponti ellenállás ebben az esetben elméletileg  $0 \Omega$ . Ebből arra lehet következtetni, hogy a kvad és a delta-loop talpponti impedanciája e két érték között nagyjából a közepén van. A gyakorlat igazolja ezt a feltételezést. A delta-hurokra vonatkozóan mármost tovább folytathatjuk ezt az okoskodást, és azt mondhatjuk, hogy amikor az  $XX$  kapcsokkal szemben levő a oldalt megnöveljük és a  $b$  oldalt ennek megfelelően csökkentjük (hogy a kerület hossza változatlan maradjon), feltétlenül növekednie kell a talpponti impedanciának, hiszen ezekkel a módosításokkal inkább a hajlított dipólus alakjához közeledik a delta-hurok. Az „igazi” delta-loop oldalainak  $a : b$  aránya  $1 : 1$  (egyenlő oldalú háromszög), talppon-

ti ellenállása pedig gyakorlati megállapítások szerint  $110 \Omega$ . A talpponti impedancia nő, ha  $a > b$ , és csökken, ha  $a < b$  ( $a : b < 1$ ). A  $10$  és a  $15$  m-es sávra méretezett iránythatású antennarendszerben a delta-hurok  $a : b$  oldalaránya  $1,43$  értéket érhet el (derékszögű háromszög). Ugyanakkor azonban W 2 EGH delta-hurok antennájában  $1,71$  az oldalak hányadosa. Ebből arra következtethetünk, hogy  $XX$  helyén a talpponti ellenállás ebben az esetben  $160 \Omega$  lehet. A többsávós rendszerekben ez meglehetősen kellemetlen érték, ugyanis mindegyik sávban jó volna egy közös,  $50 \Omega$ -os tápkábelt használni. A zseniálisan egyszerű megoldást W 2 EGH akkor találta meg, amikor az  $XX$  tápponttal párhuzamosan kapcsolt egy ferdére kialakított félhullámú dipólust. Mínthogy  $80$  m-en a nagyon karcsú dipólus talpponti ellenállása  $65 \Omega$ , a két antenna párhuzamos kapcsolásával az eredő ellenállás:

$$\frac{65 \cdot 160}{65 + 160} = 46,2 \Omega.$$

Így tehát az  $50 \Omega$ -os kábellel meg is van az illesztés (az  $s$  illesztési tényező értéke nagyjából  $1,08$ ). A párhuzamos dipólus különösen abban az esetben növeli meg az antenna sávzsélességét, ha a delta-loop antennához képest kissé eltoljuk a rezonanciafrekvenciáját (például az egyik antenna rezonanciafrekvenciája  $3600$  kHz, a másiké  $3700$  kHz lehet). Jobb sugárzásra is számíthatunk azonban, mert  $80$  m-en összesen  $1,5 \Omega$  hosszúságú huzal van a „levegőben”. Ha az antennát mint félhullámú dipólust  $160$  m-en akarjuk használni, és ezért megszakítjuk a  $Z-Z$  összekötést (34.4. ábra), a  $80$  m-es dipólus nem fog zavarni, mert kapacitív terhelést előidéz ugyan a táppontban, de alig valamit változtat a talpponti ellenálláson.

A 40 m-es sávban mint egész hullámú dipólus működik, és igen nagy talpponti ellenállással csatlakozik párhuzamosan a  $2\lambda$  hosszú delta-loop antennához. Ezért nagyobb illesztési hibára kell számítanunk. W 2 EGH azonban a 40 m-es üzemben 50  $\Omega$  tápponti impedanciát mutat ki, és DL 8 FP mérési szerint a közepes állóhullámarány 60  $\Omega$ -os koaxiális kábel használatával 1,2, és csak a sávhatárokon nő meg 1,5-re. Még a 20, 15 és 10 m-es sávokban is jó eredményeket ért el ezzel az antennával DL 8 FP, jöllehet az állóhullámarány értéke 20 m-en 1,9, 15 m-en 2,4 és 10 m-en 2,8 volt (átlagosan). Ha minden egyes sávban párhuzamosan kapcsolnánk egy-egy újabb félhullámú dipólust, a minden sávra alkalmassá tett antennában bizonyára javulnának a viszonyok.

W 2 EGH mérési eredményei szerint a 34.4. ábrán megrajzolt antenna egyes rezonanciafrekvenciái a következők:

80 m-es delta-loop ..... 3,700 MHz,

$$L(m) = \frac{293,34}{f(\text{MHz})}$$

80 m-es félhullámú dipólus ... 3,900 MHz,

$$L(m) = \frac{147,4}{f(\text{MHz})}$$

40 m-es  $2\lambda$ -delta-loop ..... 7,400 MHz,

$$L(m) = \frac{586,7}{f(\text{MHz})}$$

160 m-es félhullámú dipólus ... 1,825 MHz,

$$L(m) = \frac{144,7}{f(\text{MHz})}$$

Ezekben a képletekben  $L$  a delta-loop teljes kerületét, vagyis a félhullámú dipólus teljes hosszát jelenti. A méretezési egyenletek számítások útján, a mérési eredményekből adódnak.

Európában a 3900 kHz rezonanciafrekvenciájú 80 m-es kiegészítő dipólus nem használható, mert az I. körzetben csak 3800 kHz-ig terjed a 80 m-es sáv. Ezért úgy kell megépíteni a dipólust, hogy mindegyik fele 20,45 m-rel hosszabb legyen ( $f_{\text{rez}} = 3600$  kHz). A 40 m-es sávban úgy alakulnak a delta-loop rezonanciaviszonyai, hogy Z—Z helyén be kell iktatni egy meghosszabbító tekercest. Az utóbbi 2 mm-es rézhuzalból 20 menetet tartalmaz, átmérője 65 mm, a menetek közötti

távolság 2 mm. A szükséges rezonanciafrekvenciát egyes menetek megfelelő rövidrezárásával lehet létrehozni.

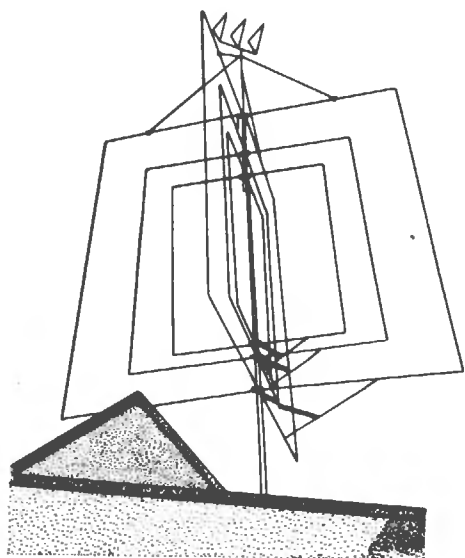
A 160 m-es sávról — minthogy Európában kevés országban használják az amatőrök — többnyire le is mondhatunk. Ebben az esetben kedvező méretezés válik lehetségessé, amennyiben a delta-loop 3600 kHz-re (a kerülete 81,5 m-re), a kiegészítő dipólus pedig 3700 kHz-re méretezhető (az utóbbiban a száruk hossza  $2 \cdot 19,9$  m). A 40 m-es sávban ekkor  $2\lambda$  hosszon 7200 kHz a rezonanciafrekvencia, úgyhogy már kis tekercsel is megkapjuk 40 m-en a sávközépi rezonanciát. Minthogy ez a tekercs 80 m-en csak kis mértékben hosszabbít, valószínűleg el is hagyhatjuk a Z—Z kapcsolokat az átkapcsolásokat.

DL 7 AB antennája elvén (lásd a 11.3. pontot) egy kis kísérletezgetéssel úgy módosíthatjuk ezt a delta-loop antennát, hogy egy minden sávban optimálisan illesztett sugárzót kapjunk belőle. Az előbbieken közölt méretezési egyenletekkel más frekvenciákra is átszámíthatjuk az antennát. Ha rögzíteni tudjuk az árboc magasságát, minden matematika nélkül pusztán csak egy körzővel is megkaphatjuk az „inverted dipole delta-loop méreteit, ha egy milliméterpapíron léptékhű vázlatot készítünk róla.

## 34.2. A háromsávós kalickaantenna DK 4 NA szerint

A 15.4.3. pontban ismertetett kalickaantennát DK 4 NA háromsávós antennának építette meg, és igen jó eredményeket ért el vele. Ez a kvadvaltozat kis helyet igényel, mechanikai felépítése egyszerű. A mechanikai részleteket a 34.6. ábrán láthatjuk. Elektromosan ez a antennaberendezés a 20, 15 és 10 m-es sávokra három egymásba-skatulyázott rendszert tartalmaz, felépítését a 15.13. ábra szemlélteti, méreteit pedig a 34.2. táblázat adja meg.

A tiszta táplálási viszonyok érdekében mindegyik rendszert külön egy-egy 60  $\Omega$ -os koaxiális kábel gerjeszti, de szimmetriaátalakításra nincsen szükség a táppontokban. A közös kábelvezetékkel folytatott kísérletek során lényegesen romlott az illesztés. A szükséges mechanikai stabilitás elérésére és kábelék megtakarítása végett célszerű — amint a 15.13. ábrán látható — az alsó síkokban gerjeszteni a rendszereket. Ebben a szer-



34.6. ábra. Háromsávú kalickaantenna  
DK 4 NA szerint (Fotó DK 4 NA)

34.2. táblázat. Méretezési adatok a 15.3. ábra szerinti kalickaantennának a 34.6. ábrán megrajzolt háromsávú kivitelezéséhez

Amatőrsáv $f_{rez}$ , kHz	20 m 14 150	15 m 21 200	10 m 28 600
Oldalhosszak:			
Táplált elem	5,80	3,95	2,92
Reflektorelem	5,80	3,95	2,92
Teljes kerület elemenként	23,20	15,80	11,68
A reflektorcsonk hossza	1,50	1,00	0,70

kezeti megoldásban nem lóghatnak le szabadon a reflektorcsonkok. Ezért tartóelemként egy műanyag zsinórt kell kifeszíteni a reflektorok két alsó ága közé, és a közepéhez úgy kell hozzáerősíteni a reflektorcsonk végét, hogy ez a hangolótag a reflektorágak szögfelezőjében vízszintesen csatlakozzék a zsinórhoz. Ilyen módon a fém tartóárbcok csak jelentéktelen kapacitív hatást fejthet ki a csokra.

A felső antennisíkon túlnyúló árbcok egy háromeleemes deltahurok antennát is tart a 2 m-es sávra. Ez a meghosszabbított árbcocész együtt a legnagyobb mechanikai igénybevételű, vízszin-

tes irányú 20 m-es elemek feszítőtornya is, és a kifeszítő zsinórokkal tehermentesíti ezeket az elemeket. Így 18 mm × 1,5 mm méretű keményaluminium csövekből lehet elkészíteni az egyenként 2,90 m hosszú 20 m-es ágakat. A 15 m-es, egyenként 1,98 m hosszú ágakhoz is megfelel ez a csőminőség, de a méreteket, akár csak a 10 m-es ágakhoz is, 18 mm × 1,5 mm nagyságúra kell venni. A csövek átmérőjét csak a mechanikai szempontok szabják meg, az elektromos működés szempontjából ennek a méretnek nincsen különösebb jelentősége. Ugyanez a helyzet a függőleges szakaszokkal is, ezeket könnyűfém huzalból lehet elkészíteni. A rézsodrat (litze) tartósabb és tetzetősebb is, de az elektrolitos bomlási folyamatok veszélye miatt különös gonddal kell hozzáerősíteni a könnyűfém csövekhez.

Az egyes rendszerek hangolása a reflektorcsonkok optimális beállítására szorítkozik. A rövidzáró hidakat úgy kell beállítani, hogy a tápvezetékbe becsatolt reflektométer a lehető legkisebb visszaverődéseket mutassa.

A kalickaantenna és az eredeti kiindulási alak, a cubical quad összehasonlításával azt állapíthatjuk meg, hogy a mechanikai felépítés és a térbeli kiterjedés tekintetében sokkal kedvezőbb a „bird cage”. VK 2 AOU elve szerint a kalickaantenna is lehetővé teszi egyszerű hurkok alkalmazásával a háromsávú megoldásokat (lásd a 18.10. pontot), feltéve hogy a szükséges rezgőkörök beiktatása nem okoz különösebb mechanikai nehézségeket.

### 34.3. A 2 m-es DL 7 KM-beam

A rúd alakú parazita reflektorokkal kapcsolatban gerjesztő rendszerként működő, emeletes elrendezésű quadelemeket DL 7 KM dolgozott ki, és a 2 m-es mag a 70 cm-es amatőrsávban jó eredményekkel alkalmazta őket (lásd a 27.3.4. pontot). Ezek a kettős quadelemek az emeletes elrendezésű gerjesztő rendszerek megvalósításához elektromosan és mechanikailag is nagyon kedvező megoldásokat adnak, ezért mint sugárzó csoportok is alkalmazásra kerültek.

Az ezekre az újszerű antennákra jellemző táplált kettős quadelem függőleges elrendezésű dipólusrendszert alkot, és a  $H$  síkban képezett sugárnyaláiban — a félhullámú dipólushoz képest — kereken 2 dB nyereséget eredményez.

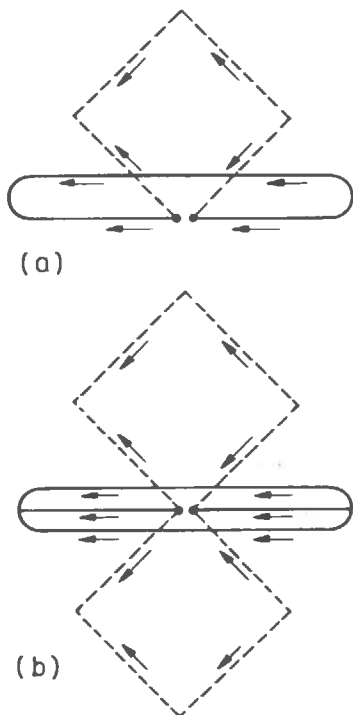
Az önmagában zárt kettős hurok központosan és szimmetrikusan kapja a táplálást, és a tápponti impedanciája körülbelül  $270 \Omega$ -ot tesz ki.

Amint tudjuk, az egyszerű quadelem talpponti ellenállása  $120 \Omega$ . Ebből arra következtethetnénk, hogy a két egyforma és egymással párhuzamosan kapcsolt quadrendszerből álló kettős quad eredő talpponti ellenállása ennek a fele, vagyis  $60 \Omega$  (mivel párhuzamosan kapcsolt ellenállásokról van szó). A gyakorlatban azonban ennek az ellenkezője tapasztalható: a kettős quad talpponti ellenállása az egyszerű quadhurok talpponti ellenállásának a kétszeresénél is nagyobb. Elméleti okoskodással könnyen megérthető ez, ha a quadelemeket a hurokdipólusok különleges esetének tekintjük. Mind a két esetben egész hullámú hurokról van szó. A quadelemet a 34.7. (a) ábra szerint lehet vízszintes széthúzással a hurokdipólusból leszármaztatni. Az árameloszlás nem változik meg, de a két árammaximum a hurokdipólusban még szorosan egymás mellett halad a két

párhuzamos ágban, a quadelemben viszont kerekén  $0,35 \lambda$  távolságra kerül egymástól. E nagyobb távolság következtében a quadelem mint emeletes dipólusrendszer sugároz, és a függőleges síkban kialakuló sugárnyaláb révén a hurokdipólushoz képest  $1 \text{ dB}$  nyereséget ad, talpponti ellenállása pedig  $240 \Omega$ -ról  $120 \Omega$ -ra csökken. A kettős quadelem hasonlóképpen a 34.7. (b) ábra szerint kapjuk meg a kettős hurokdipólusból (a háromvezetős dipólusból) (lásd a 4.1. pontot is). Az egyszerű hurokdipólusban két ág között oszlik meg az áram, és ezért a talpponti ellenállás négyszer nagyobb, mint az egyenes (kinyújtott) dipólusban ( $4 \cdot 60 \Omega = 240 \Omega$ ), a kettős hurokdipólusban viszont három párhuzamos dipólus között oszlik meg az áram, úgyhogy kilencszeres értéket ér el a talpponti ellenállás ( $9 \cdot 60 \Omega = 540 \Omega$ ). A kettős quadra vonatkoztatva mindez azt jelenti, hogy az egyszerű quadhurokhoz képest a kétszeresnél nagyobb értékre kell megnőnie a talpponti ellenállásnak. Ennek a feltevésnek a helyességét igazolja a gyakorlat.

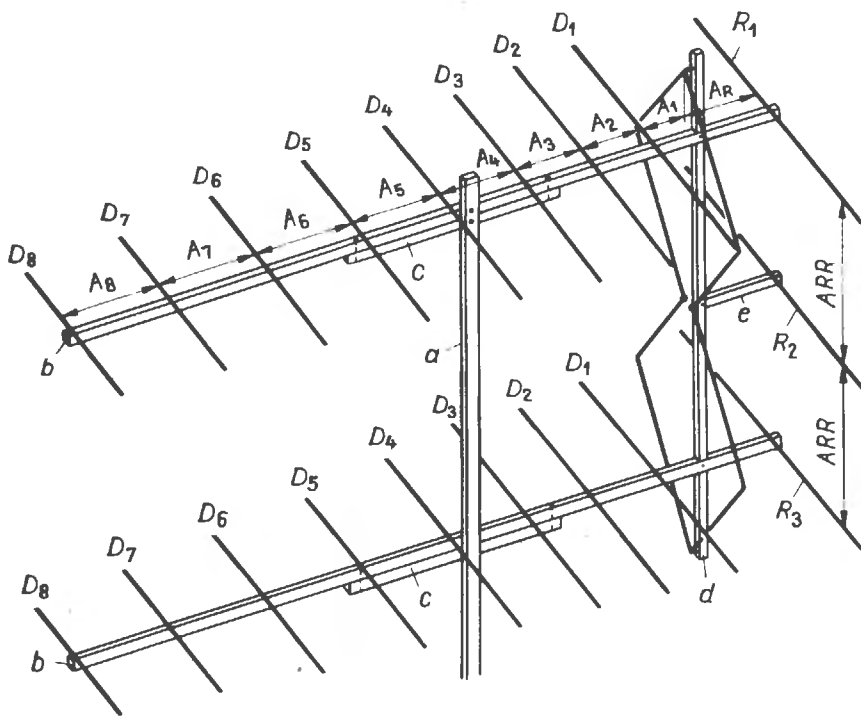
Miután a kettős quadelem a legkülönbözőbb alakú antennákban is bevált, DL 7 KM egy olyan emeletes, hosszú Yagi-antennát dolgozott ki a 2 m-es sávra, amelyet teljes egészében egy középen táplált kettős quadral gerjeszthetett (34.8. ábra). A hagyományos gerjesztett emeletes, hosszú Yagi-antennához képest a DL 7 KM-beam nem tartalmaz semmilyen veszteséges összekötő, illesztő vagy transzformáló elemet, sem pedig olyan forrasztást vagy szorítókapcsot, amelyet veszélyeztethetnének az időjárási hatások. A kettős quadelem a fázisban gerjesztett sugárzó dipólusokkal együtt kitölti a két Yagi-sík közötti teret, aminek következtében a nyereség körülbelül  $2 \text{ dB}$ -el megnő. Ez úgy jön létre, hogy a függőleges síkban csökken a nyílásszög. Amint a 34.8. (a) ábrán látjuk, a DL 7 KM-beam 23 olyan félhullámú elemet tartalmaz, amely részt vesz a sugárzásban. Az egyenként  $4,10 \text{ m}$  hosszú elemtartókkal a viszonylagos antennahossz  $2 \lambda$ . Az emeletek között aránylag kicsi a távolság, mindössze  $0,6 \lambda (= 1,20 \text{ m})$ , aminek eredményeképpen kellőképpen lecsökkennek a melléknyalábok a sugárzási diagramban.

DL 7 KM mérései szerint a félhullámú dipólusra vonatkoztatott antennanyereség  $17 \text{ dB}$ . Minthogy a vízszintes (E) síkban  $30^\circ$  a nyílásszög, a függőleges nyílásszögre (a H síkúra) körülbelül  $18^\circ$ -ot ad meg a 3.19. ábra. A H síkban ilyen módon rendkívül éles a nyalábképzés, ami különösen a sűrűn lakott területeken előnyös, mert az



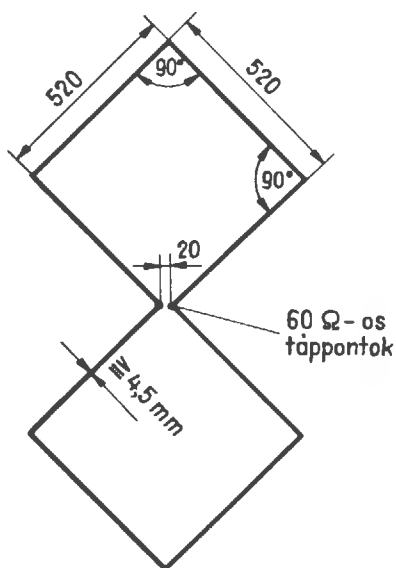
34.7. ábra. A quadelemek leszármaztatása a hurokdipólusokból

(a) egyszerű hurok és egyszerű quad, (b) kettős hurok és kettős quad



34.8. ábra. A DL 7 KM beam mechanikai felépítése

(a) az antenna teljes felépítése, (b) a táplált kettős quad részletrajza  
(a méretek milliméterben értendők)



34.8/b. ábra

antenna alatti zavaróna zavaró sugárzásai nem érvényesülnek. A hátrasugárzás csillapítása – 25 dB, vagyis igen jelentős.

A mechanikai felépítésre DL 7 KM ajánlásai a következők:

Minden direktor és reflektor 8 mm átmérőjű és 1 mm falvastagságú alumínium csőből készíthető el. A szükséges darabok:

- 3-szor 1055 mm hossz ( $R_1, R_2, R_3$ ),
- 2-szer 935 mm hossz ( $D_1$ ),
- 2-szer 930 mm hossz ( $D_2$ ),
- 2-szer 925 mm hossz ( $D_3$ ),
- 2-szer 920 mm hossz ( $D_4$ ),
- 2-szer 915 mm hossz ( $D_5$ ),
- 2-szer 910 mm hossz ( $D_6$ ),
- 2-szer 905 mm hossz ( $D_7$ ),
- 2-szer 890 mm hossz ( $D_8$ ).

A távolságok:  $A_{RR} = 600$  mm,  $A_R = 460$  mm,  $A_1 = 300$  mm,  $A_2 = 300$  mm,  $A_3 = 330$  mm,  $A_4 = 500$  mm,  $A_5 \dots A_8 = 520$  mm. A két direktor-sík azonos.

A direktorokat és a reflektorokat — amint a kereskedelmi forgalomban kapható tévéanténákon is szokásos — az elemtartókra kell szerelni, a megfelelő szorító bilincseket odahaza magunk is elkészíthetjük.

A 34.8. (b) ábrán külön megrajzolt táplált kettős quadelemet egy 4200 mm hosszú és 5 mm átmérőjű, vagyis 16 mm<sup>2</sup> keresztmetszetű csupasz rézhuzalból úgy kell behajlítani, hogy a quad oldalának hossza mindenhol 520 mm legyen (8 × 520 mm = 4160 mm). A fennmaradó 40 mm a forrasztási átfedésekhez szükséges. A csupasz rézhuzalt szigetelő lakkbevonattal védjük meg a korrózió ellen. Magától értetődik, hogy alumínium huzalból is ki lehet alakítani a kettős quadelemet, és ebben az esetben nincsen szükség a védőlakkozásra.

A tartószerkezetet négyzetes keresztmetszetű könnyűfém csövekből lehet megépíteni. Az erős tartóoszlop (a) keresztmetszete mentén az élék hossza 35 mm, a falvastagság 3 mm (35 mm × 3 mm). Ehhez kell csavarokkal hozzáerősíteni a 4100 mm hosszú és 15 mm × 2 mm profilméretű, négyzetes keresztmetszetű csövekből álló két elemtartót (b). Ugyanebből az anyagból két me-revítőtagot (c) is készítünk, és a súlypontban megtámasztjuk velük az elemtartókat. A kettős quadelemhez tartozó függőleges tartócső (d) 1600 mm hosszú, négyzetes keresztmetszete pedig 10 mm × 2 mm méretű. Az elemtartókat (b) megfelelően kilyukasztjuk, és a tartócsövet (d) e lyukakon keresztültolvá csavarokkal gondosan rögzítjük. A csöcszonk (e) 450 mm hosszú, és egyedüli feladata az R<sub>2</sub> reflektor rögzítése.

Ne felejtjük el, hogy a rögzítési pontokban szigetelni kell a kettős quadelemet. A felépítés kis pontatlanságai és főképpen a környezeti hatások aszimmetriákat okozhatnak, és ezáltal kissé eltolhatják a feszültség nullapontjait. Ez a helyzet például akkor is, amikor aszimmetrikus koaxiális kábellel próbáljuk közvetlenül táplálni a szimmetrikus antennát. A teljes egészében fémből készített szerkezetben a kvadelemek csúcsának szükségszerű földelése ezért veszteségeket okozna. Különösen jó minőségű szigetelésre nincs semmi szükség, hiszen csak egészen kicsi feszültségek keletkezhetnek a rögzítési pontokban. Minden olyan szigetelőanyag megfelel itt, amely nem érzékeny a nedvességre, a gyakorlatban különösen jól beválnak az öntőgyantából készített tömbök. A szigetelő vastagságától függően 10...30 mm távolságra kerül a táplált elem a d tartócsótól. E tartók rögzítésekor erre is figye-

lemmel kell lenni, hogy a reflektorok A<sub>R</sub> távolsága 460 mm, a direktorok D<sub>1</sub> távolsága pedig 300 mm maradjon.

A középső táppontban a csatlakozási impedancia szimmetrikus, és körülbelül 60 Ω nagyságú, úgyhogy az 50 és 75 Ω közötti hullámellenállású kábeleket közvetlenül lehet itt bekötni. A talponti ellenállás helyesbítéséhez nem a szokásos módon a reflektortávolságokat kell változtatni, hanem a kettős quadelemből és reflektorokból álló egységet kell az első direktorhoz képest — vízszintes irányban — kissé eltolni. Az antennának meg kell maradnia a végleges szerelési magasságban vagy legalább 2,5 m magasán kell a talajszint felett lennie.

A szigetelten összeszerelt kettős quadrendszerben el lehet hagyni a tápponti szimmetriaátalakítást. Az aszimmetrikus koaxiális kábel közvetlen bekötése legfeljebb az E diagram sugárzási nyalábjában idéz elő az egyik oldalon egy kis kidorodást, míg a másik oldalon megfelelően lapos marad ez a nyaláb. Minden más paraméter, úgymint a nyereség, a fősugárzási irány, a H diagram és a hátrasugárzási csillapítás változatlanul megtartja eredeti értékét.

## 34.4. Cirkulárisan polarizált Yagi-antennák

A cirkuláris polarizáció olyankor előnyös, amikor egyformán jól kell tudni venni az akár függőlegesen vagy vízszintesen, akár pedig ferdén polarizált hullámokat. Elsősorban természetesen a cirkulárisan polarizált hullámok vételére alkalmas a cirkulárisan polarizált vevőantenna. Azt mondhatjuk tehát, hogy a cirkuláris polarizáció univerzálisan alkalmazható, mert a tetszés szerinti lineáris polarizációt is ugyanazzal a nyereséggel veszi.

34.3. táblázat

A vevőantenna	Az adóantenna	Csillapítás
polarizációja		
Lineáris, vízszintes	Lineáris vízszintes	0 dB
Lineáris vízszintes	Lineáris függőleges	kb.
Cirkuláris	Cirkuláris	-20 dB
Cirkuláris	Lineáris, függőleges vagy vízszintes	0 dB
		-3 dB

A 34.3. táblázattal az azonos és a különböző polarizációjú antennákkal ellátott relévonalak viszonyait akarjuk érzékeltetni.

A cirkuláris és a lineáris polarizáció közötti  $-3$  dB csillapítást könnyen megértjük, ha abból az egyszerűsített elképzelésből indulunk ki, hogy az adóból kjsugárzott teljesítmény fele-fele arányban oszlik meg a függőleges és a vízszintes sík között. Ennélfogva a lineárisan polarizált vevő-antenna a kisugárzott teljesítménynek csak a „függőleges felét” vagy csak a „vízszintes felét” veszi aszerint, hogy függőleges vagy vízszintes a polarizációs síkja. A félteljesítmény  $-3$  dB csillapításnak felel meg. Ezért van az, hogy a lineárisan polarizált vevőantenna csak oly módon képes venni a cirkulárisan polarizált teret, hogy az egyébként lehetséges vételi feszültségnek körülbelül a hét tizedét adja le. A lineáris, vízszintes és a lineáris, függőleges polarizáció közötti csillapítás viszont  $-20$  dB körül van, vagyis ebben az esetben a  $1/10$ -edére csökken a vételi feszültség.

További előnyöket a 2 m-es amatőrsávban lefolytatott gyakorlati kísérleteivel *Bittan* állapított meg: a cirkuláris polarizációval távoli völgyeket és más olyan leárnycolt területeket is elért, amelyekkel lineáris polarizáció útján nem lehetett rádióösszeköttetést létrehozni. Az ilyen körülmények között várható többszöri visszaverődések miatt nyilván kedvezőbb itt a cirkuláris, mint a lineáris polarizáció. Nagyon jelentős a javulás ezenkívül a járművekkel (mozgó rádióállomásokkal) létesített rádió-összeköttetésekben is. Menet közben az állandó változó környezeti viszonyok miatt állandóan változnak a visszaverődések is. A majdnem mindig függőlegesen polarizált rúd-antenna behajlik a robogó gépkocsit érő szél hatására, és sokszor ingaszerűen lengésbe jön. Mindezek a külső hatások együttesen állandó változásokat idéznek elő az amplitúdóban, fázisban és polarizációs irányban, ami elhalkulásokat von maga után. A függőleges gépkocsiantenna különösen érzékeny az ilyen fadingre, mert az akadályok többnyire függőleges élűek. A cirkulárisan polarizált antenna alkalmazásával nagyrészt megszűnik a polarizációs irány változásaival előidézett flutterfading. Egy különböző fákából álló, sűrű erdőben, körülbelül 4 km hosszú úton végzett mérések során függőleges polarizációval közel 40, vízszintes polarizációval 12, cirkuláris polarizációval viszont mindössze 3 dB körüli csillapítást lehetett észlelni. Ezek az eredmények összhangban vannak azzal a tapasztalattal, hogy a

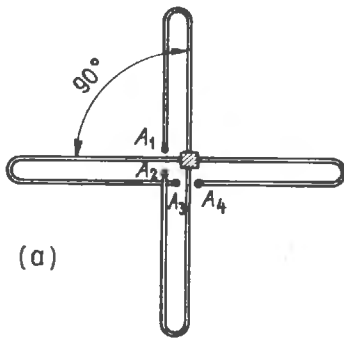
cirkuláris polarizáció annál előnyösebb, mennél kedvezőtlenebb az URH-helyzet.

Cirkuláris polarizáció és irányhatás elérésére a 2 m-es sávban jól használható a már ismertetett helical beam (lásd a 26.3.2. pontot) és a kereszt alakú Yagi-antenna. A helical beam mechanikailag kissé nehezebben építhető meg, viszont roppant egyszerű a táplálása. Ezzel ellentétben a kereszt alakú Yagi-antenna mechanikailag aránylag egyszerű, a táplálása azonban már valamivel bonyolultabb. A gyakorlatban a helical beam főképpen a deciméteres tartományban (például a 70 cm-es amatőrsávban) előnyös, míg a kereszt alakú Yagi-antennát a 2 m-es sávban érdemes alkalmazni.

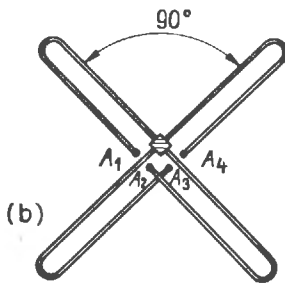
A Yagi-rendszerekben cirkuláris polarizáció eléréséhez úgy kell két elektromosan és mechanikailag teljesen egyforma Yagi-antennát a térben elhelyezni, hogy a polarizációban  $90^\circ$  eltérés legyen közöttük (például az egyik rendszer vízszintes, a másik függőleges polarizációt kapjon), és a két rendszert  $90^\circ$  fáziseltéréssel kell gerjeszteni. Ilyen körülmények között forgó tér jön létre, és a forgás a gerjesztéstől függően jobbra vagy balra irányul (követi az óramutatók járását vagy ellentétes az óramutatók járásával). A lineárisan polarizált hullámok vétele szempontjából nincs jelentősége ennek a forgásiránynak.

A két Yagi-rendszert általában egy közös hossz-tartóra úgy szereljük fel, hogy keresztben legyenek az elemek (34.9. ábra). Minthogy a táplált elemek párhuzamosak egymással, az eredő talponti ellenállás feleakkora, mint az egyszerű rendszerben. Az adóból jövő nagyfrekvenciás teljesítmény egyenletesen oszlik meg a két rendszer között. A két Yagi-rendszer között a cirkuláris polarizáció eléréséhez szükséges  $90^\circ$  fáziseltolást egyszerűen úgy kaphatjuk meg, hogy az egyik rendszert egy negyedhullámú kerülővezetéken keresztül gerjesztjük. Arra azonban nagyon ügyeljünk, hogy a sugárzási csatolás a lehető leglazább legyen a Yagi-rendszerek között, és gyakorlatilag csak a negyedhullámú kerülővezeték csatolása érvényesüljön. A két Yagi között már csak azért is nagyon csekély lehet a sugárzási csatolásból származó kölcsönhatás, mert az egyik rendszer vízszintes, a másik meg függőleges polarizációjú (34.9. /a/ ábra). A kereszt alakban elhelyezett elemeket ajánlatos néha  $45^\circ$ -kal úgy elforgatni, hogy felülnézetben fekvő keresztet alkossanak, és ezáltal ferde polarizációt kapjanak (34.9./b/ ábra). Ilyen módon elektromosan egyenlő hatékonysá-





(a)



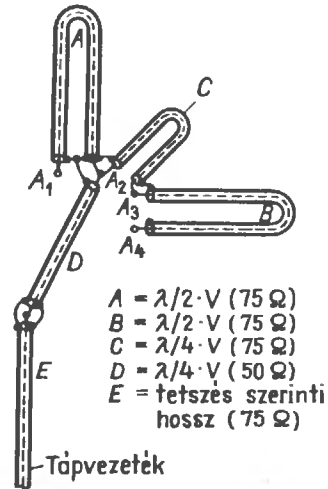
(b)

34.9. ábra. A körkülárisan polarizált Yagi-rendszerek kereszt alakú elrendezése (táplált elemek)

(a) függőleges és vízszintes rendszert tartalmazó kereszt, (b) „fekvő” kereszt, vagyis a rendszerek 60°-os szögét zárnak be a függőlegessel

gúak maradnak, és a függőleges antennaárbochoz képest jobban csatolásmentesíthetők az elemek.

Ha a Yagi-rendszerekben a táplált elem egy hurokdipólus, és a talpponti ellenállás ennek következtében a szokásos módon szimmetrikusan 240 Ω, célszerű a táppontokban 60 Ω nagyságú aszimmetrikus csatlakozási impedanciát alakítani ki. A legkisebb veszteséggel ezt úgy érjük el, hogy egy-egy félhullámú ( $A$  és  $B$ ) kerülővezetékbe iktatunk be (34.10. ábra) a 7.5. pont szerint. Ezenkívül egy negyedhullámú koaxiális kábelszakasszal össze kell még kötni az  $A_2$  és az  $A_3$  pontot ( $C$ ). Ezzel jön létre a szükséges 90°-os fáziseltolás. Ezután már be is lehet kötni közvetlenül az  $A_2$  és az  $A_3$  pontban a tetszés szerinti hosszúságú koaxiális tápkábelt ( $E$ ), csakhogy legalább 2:1 állóhullámarányt kapnánk, hiszen a két Yagi-antenna párhuzamos kapcsolása következtében a felére, vagyis 30 Ω-ra csökkent a talpponti ellenállás. Ezért a 30 Ω-ot fel kell transzformálni a tápkábel csatlakozási értékére, például 75 Ω-ra. Az (5.31) egyenlet értelmében egy ilyen negyedhullámú transzformátor ( $D$ ) hullámellenállása körülbelül 48 Ω lehet (lásd a 6.5. pontot). A keres-

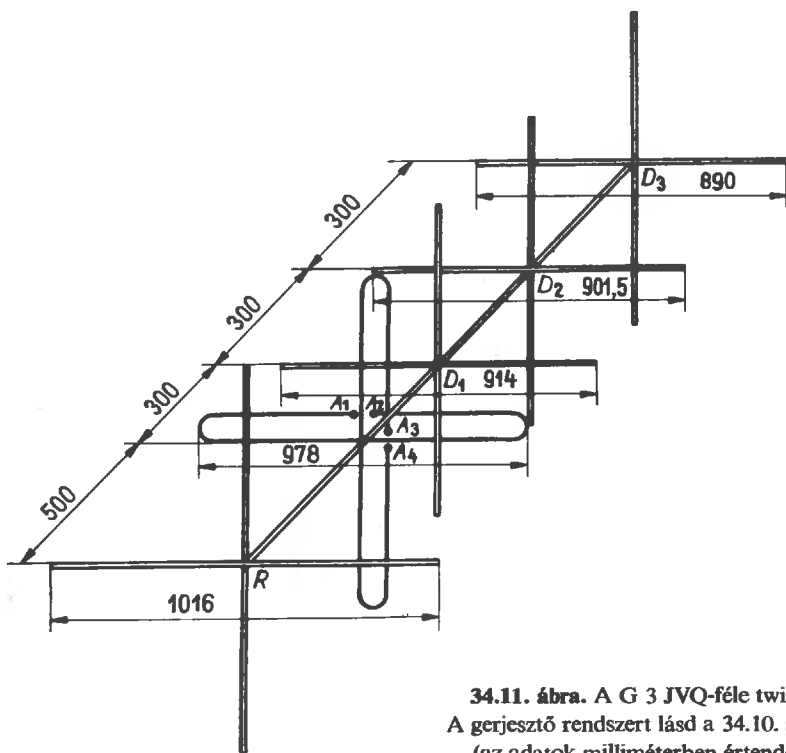


34.10. ábra. Táprendszer a 34.9. ábrán megrajzolt, körkülárisan polarizált, kereszt alakú Yagi-antennához

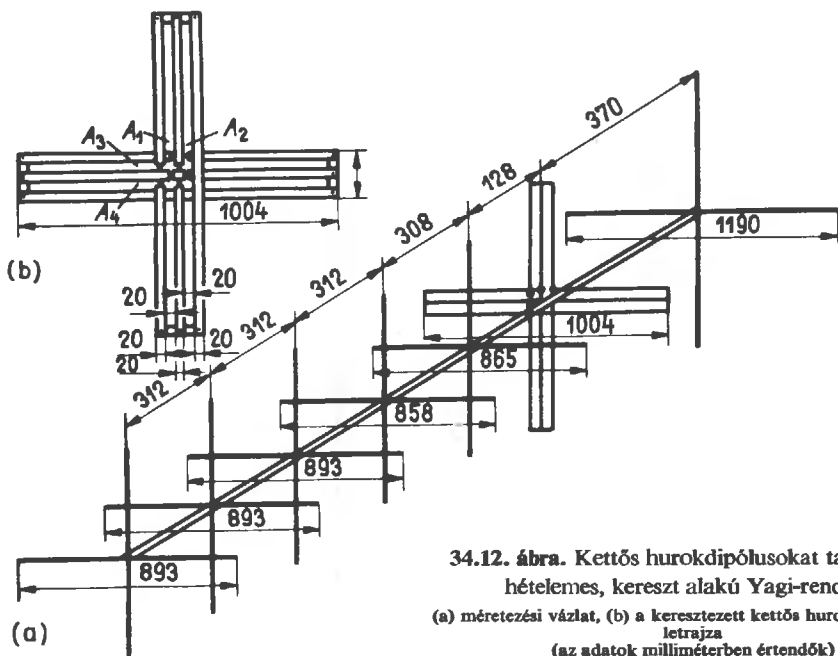
kedelemben kapható 50 Ω-os kábel felhasználásával elhanyagolhatóan kis illesztési hibát kapunk. Ezután már hozzákötethetjük a negyedhullámú transzformátor ( $D$ ) végéhez a tetszés szerinti hosszúságú, 75 Ω hullámellenállású kábelt ( $E$ ).

Ennek a gerjesztési elvnek az alapján G 3 JVQ egy ötelemes, kereszt alakú Yagi-antennát épített. A róla elnevezett „G 3 JVQ-twister” a 2 m-es sávnak megfelelő méreteivel együtt a 34.11. ábrán látható. A 0,7 λ viszonylagos hosszúságú antenna körülbelül 7,5 dB nyereséggel működik. A 34.10. ábra szerinti elrendezésű, körkülárisan polarizált, kereszt alakú Yagi-kombinációk alakjában impedanciahelyesen lehet gerjeszteni minden olyan Yagi-rendszert — például a 22.2. pont szerinti három-, hat- vagy kilencelemes rendszereket —, amelynek talpponti ellenállása 240 Ω.

A tápvezetékben belül lehetőleg kerülni kell a transzformáló tagok alkalmazását, mert a különböző hullámellenállású kábelek összekötése többletköltséget okoz, ezenkívül pedig kifogástalan tömítést követel meg a nedvesség behatolása ellen. A negyedhullámú transzformátorhoz ( $D$ ) szükséges hullámellenállású kábeldarabokat



34.11. ábra. A G 3 JVQ-féle twister.  
A gerjesztő rendszert lásd a 34.10. ábrán  
(az adatok milliméterben értendők)



34.12. ábra. Kettős hurokdipólusokat tartalmazó,  
hétéleemes, kereszt alakú Yagi-rendszer  
(a) méretezési vázlat, (b) a keresztezett kettős hurokdipólus rész-  
letrajza  
(az adatok milliméterben értendők)

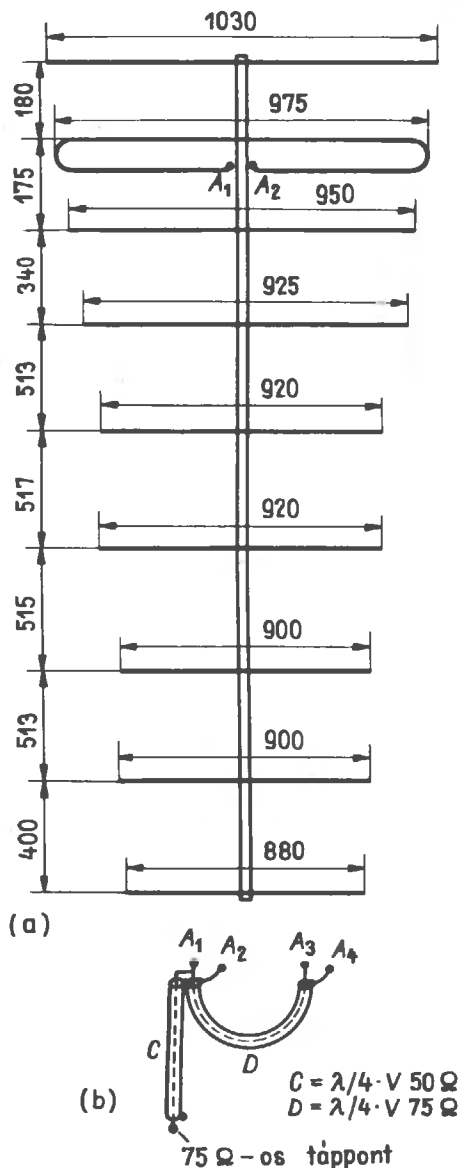
egyébként sokszor nem is lehet beszerezni. Ebben az esetben egy egyszerű megoldással feleslegessé is tehetjük a negyedhullámú  $D$  szakaszt, amennyiben a táplált hurokdipólust kettős hurokdipólussá (4.2. ábra) alakítjuk át. Ezáltal a talpponti ellenállás  $240\ \Omega$ -ról mind a két rendszerben körülbelül  $540\ \Omega$ -ra nő meg. A két ( $A$  és  $B$ ) kerülővezeték (34.10. ábra) ekkor külön-külön aszimmetrikus  $135\ \Omega$ -ra transzformál. Minthogy a negyedhullámú  $C$  szakasz párhuzamosan kapcsolja a két Yagi-antennát, a csatlakozási impedancia a felére, körülbelül  $68\ \Omega$ -ra csökken, úgyhogy egy  $70\ \Omega$ -os tápkábelt közvetlenül lehet az  $A_2$  vagy az  $A_3$  ponthoz csatlakoztatni. Még a  $60$  vagy  $75\ \Omega$  hullámellenállású tápkábelek sem okoznak jelentősebb illesztési hibát.

A 34.12. ábrán megrajzolt hételemes, kereszt alakú Yagi-rendszer kettős hurokdipólusokat tartalmaz. A beírt méretek a  $2\text{ m}$ -es sávra vonatkoznak. Minden elem  $20\text{ mm}$  széles keményalumínium szalagból (hulladékanyagból) készült. Egy négyzetes keresztmetszetű ( $22\text{ mm} \times 22\text{ mm}$  méretű) tartócső alkalmazásával közvetlenül lehetett csavarokkal a csőhöz erősíteni a behajlított félrészeket. A  $0,85\ \lambda$  viszonylagos hosszúságú antena nyeresége körülbelül  $8,5\text{ dB}$ .

Ez az egyszerűsített táplálás minden kereszt-Yagin alkalmazható, ha a rendszer talpponti ellenállása  $240\ \Omega$ . Ilyenkor mindössze az egyszerű hurokdipólusok helyére kell kettős hurokdipólusokat tenni, hogy  $540\ \Omega$ -ra nőjön meg a csatlakozási impedancia, egyébként azonban minden más elektromos tulajdonság változatlan marad a Yagi-rendszerben. A kettős hurokdipólusok helyett természetesen a 4.4. ábra szerinti egyszerű (de különböző átmérőjű elemekből összeállított) hurokdipólusokat is felhasználhatjuk. Ez a megoldás mechanikai tekintetben sokszor előnyösebb is, kisebb a szélellenállása, és ha helyesen választjuk meg az átmérők arányát, egészen pontos illesztéssel csatlakoztathatjuk a tápkábelt.

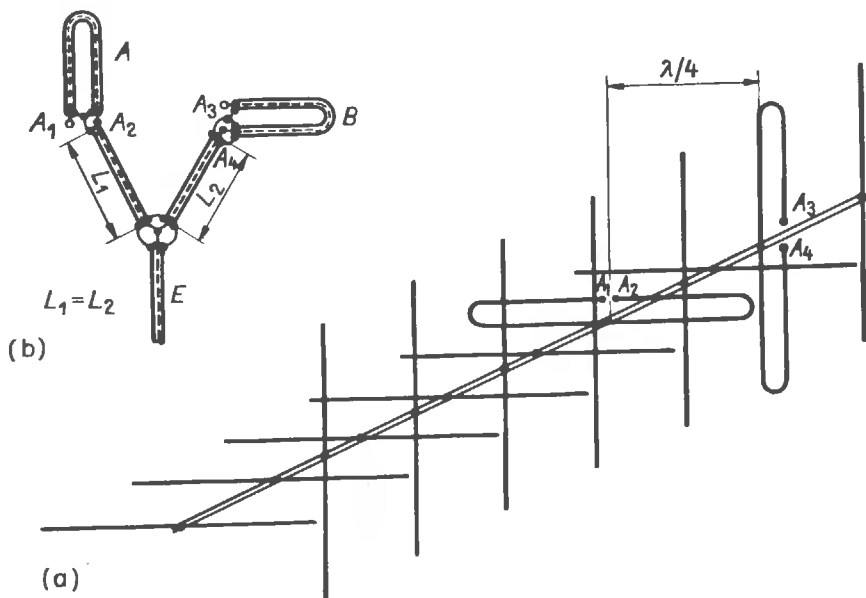
Mindettől függetlenül olyan kereszt-Yagikat is szokás építeni, amelyekben a táplált elemek gammaillesztéssel gerjesztett egyenes dipólusok. Ezzel meg lehet takarítani a két félhullámú kerülővezetékét, de nagyobb és mechanikailag nehezebb feladattá válik a beállítható gammaágatok megépítése. Optimális beállításuk legalábbis sok időt vesz igénybe, és az elemek félrészei — aszimmetrikus gamma-gerjesztés következtében — sokszor különböző áramokat vesznek fel.

A táplálás szempontjából egyszerűsített változat a 34.13. ábrán látható kilencelemes, kereszt alakú Yagi-rendszer. Itt mind a két Yagi-síkot  $75\ \Omega$  talpponti ellenállásra méretezzük. Ezáltal kiküszöböljük a félhullámú kerülővezetéseket, és



34.13. ábra.  $2 \times 9$  elemet tartalmazó, kereszt alakú Yagi-antenna

(a) az egyik Yagi-sík méretei, (b) gerjesztőrendszer cirkuláris polarizációra  
(minden adat milliméterben)



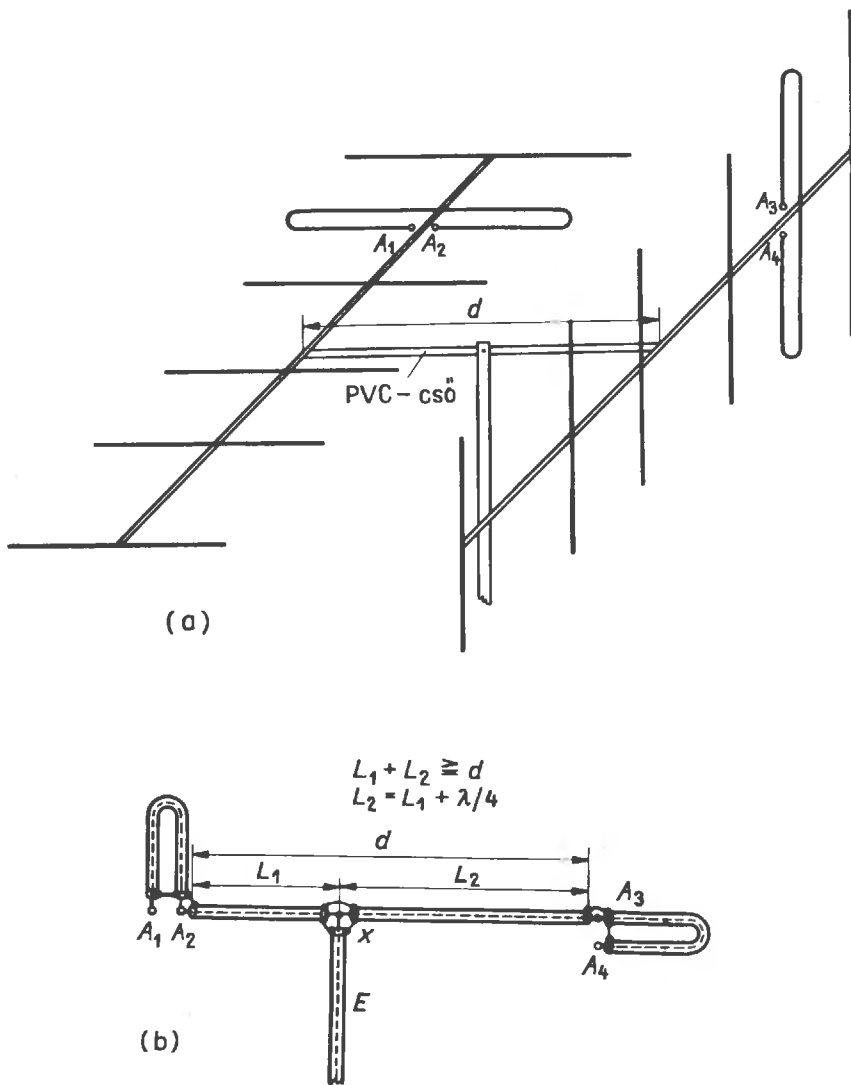
34.14. ábra. Hosszirányban eltoló Yagi-rendszereket tartalmazó, kereszt alakú Yagi-antenna  
(a) felépítése, (b) gerjesztőrendszere cirkuláris polarizációra

együttal tudatosan lemondunk a szimmetriaátalakításról. Amint DL 1 BU mérései igazolják, ennek nincs hátrányos következménye. A 34.13. (a) ábrán ennek a kereszt alakú Yagi-rendszernek az egyik síkját és a 2-m-es sávnak megfelelő méreteit látjuk. Az összeépítés ugyanaz, mint a 34.10. ábrán, a táplált hurokdipólusra a 34.9. ábra érvényes. A 4 mm átmérőjű, kemény alumíniumból elkészített elemeket be kell csavarozni a négyzetes keresztmetszetű (20 mm × 20 mm méretű) tartóba. A függőleges és a vízszintes sík között a tartó mentén 30 mm a távolság. A 34.13. (b) ábra szerinti gerjesztőrendszerhez a negyedhullámú kerülővezeték (D) 75 Ω-os koaxiális kábelből készül, a negyedhullámú transzformátor (C) pedig egy 50 Ω-os kábel darabot igényel. Ebben az elrendezésben körülbelül 11,5 dB nyereségre számíthatunk.

Ezekon kívül más eljárásokkal is megvalósítható a cirkuláris polarizáció a Yagi-rendszerekben. Egy egyszerű kompromisszumos megoldás szerint a két egyforma Yagi-rendszert kereszt alakban rászereljük a közös tartóra, de a vízszintes elemeket az elemek tartója mentén hosszirányban  $\lambda/4$  távolságnyra eltoljuk a függőleges elemektől (34.14. ábra). Minthogy a vízszintes és a függőleges elemek között a  $\lambda/4$  térbeli távolság a futásidő

folytán  $90^\circ$  fáziseltolást eredményez, cirkuláris polarizációt kapunk, és ennek eléréséhez nem is kellett egy különálló negyedhullámú tagot beiktatnunk a táppontok közé. Ezután a két táplált hurokdipólust egyenlő hosszúságú kábel darabokkal párhuzamosan kapcsoljuk (34.14. (b) ábra), hogy azonos fázisban táplálhassuk őket. A fáziseltolást a sugárzási terek térbeli eltolása egyedül hozza létre.

A cirkulárisan polarizált Yagi-antennáknak egy másik szerkezeti változatában oldalirányban van eltolva egymástól a két rendszer (34.15. ábra). Megépítéséhez két elemtartóra és egy vízszintes —lehetőleg műanyag, például PVC-anyagú— köztartó cső szükséges. Minthogy az elemek itt ugyanabban a síkban vannak, ez a térbeli elrendezés nem idéz elő semmilyen fáziseltolást. Ezért egy negyedhullámú kerülővezetékkel kell beiktatni a két rendszer közé, hogy létrejöjjön a cirkuláris polarizáció. Ennek a követelménynek tesz eleget a 34.15. (b) ábra szerinti gerjesztőrendszer. Elvileg itt is ugyanaz az elrendezés, mint a 34.10. ábrán, minthogy azonban az  $A_1-A_2$  és  $A_3-A_4$  táppontok nem közvetlenül egymás mellett, hanem egymástól  $d$  távolságra vannak, az összekötő vezeték hosszának  $\cong d = L_1 + L_2$  nagyságúnak kell lennie. Ezenkívül az egyik Yagi-rendszert a másik-



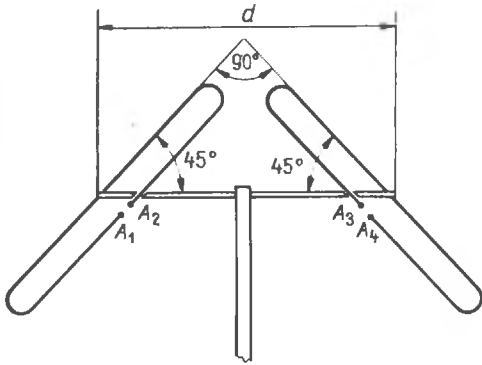
34.15. ábra. Oldalirányban eltolt rendszereket tartalmazó, cirkulárisan polarizált Yagi-kombinációk

(a) mechanikai felépítése, (b) gerjesztőrendszere

hoz képest egy  $\lambda/4$  hosszúságú, vagyis  $90^\circ$  fáziseltolásnak megfelelő kerülőúton kell gerjeszteni. Ez az eset magától bekövetkezik, ha az  $L_2$  vezeték elektromosan  $\lambda/4$ -del hosszabb, mint  $L_1$ . Ilyen arány szerint jelöljük ki az  $E$  tápkábel  $X$  csatlakozási pontját. Az esetleg szükségessé váló illesztőtágot a 34.10. ábra szerint egy negyedhullámú transzformátor ( $D$ ) alakjában iktatjuk be az  $X$  pont és az  $E$  tápkábel közé.

Az ilyen elrendezés különösen jól felhasználható a műholdak (például az OSCAR) adásainak vételére, mert a köztartó cső axiális elforgatásával könnyen átbillenthető függőleges helyzetbe az antennarendszer. Az oldalirányban mért  $d$  távolságnak lehetőleg minél kisebbnek kell lennie. A fél hullámhossznál mindenesetre valamivel nagyobb-nak kell lennie a  $d$  távolságnak, nehogy az antenapóznába ütközzön az antenna, amikor függőle-

ges helyzetbe billentjük. Kisebbségi megkötöttséget okoz a függőleges pózna abban az esetben, amikor a Yagi-antenna 45°-os ferde polarizációval működik. Az elemek ebben az esetben a 34.16. ábra szerint helyezkednek el. A gerjesztőrendszer ugyanolyan elrendezésű, mint a 34.15. (b) ábrán.



34.16. ábra. A körülárisan polarizált Yagi-rendszerek elemeinek elrendezése (az ábrán csak a táplált elemek láthatók)

Minden körülárisan polarizált Yagi-kombinációt úgy lehet kialakítani, hogy az állomás helyiségéből lehessen a körüláris és a lineáris polarizációra átkapcsolni. Ennek megvalósítására mind egyik részrendszerből egy-egy külön tápvezetékot kell vinni az állomás helyiségében levő átkapcsolóhoz. A két vezetéknek egyenlő hosszúnak kell lennie. Ilyen módon mindegyik rendszer önmagában mint lineárisan polarizált és megfelelő (vízszintes, függőleges vagy 45°-kal elferdített) polarizációs helyzetű antenna használható fel. Ha az egyik tápvezetékot elektromosan  $\lambda/4$ -del meghosszabbítjuk, majd a két vezetékot párhuzamosan kapcsoljuk, körüláris polarizációt kapunk. A két tápvezeték tényleges hosszának különösebb jelentősége, csak arra kell ügyelni, hogy a körüláris polarizáció eléréséhez az egyik vezeték elektromos hosszának pontosan  $\lambda/4$ -del nagyobb-nak kell lennie a másik vezeték elektromos hosszánál.

A körülárisan polarizált, kereszt alakú Yagi-rendszer ugyanakkora nyereség elérésével minden esetben kétszer annyiba kerül, mint az egyszerű, lineárisan polarizált Yagi, úgyhogy előzőleg mindig jól meg kell gondolnunk az alkalmazását. Az elforgatható vagy átbillenthető kereszt-Yagi még abban az esetben is jól felhasználható a 2 m-es sávban a műholdak adásainak vételére, az auróra-

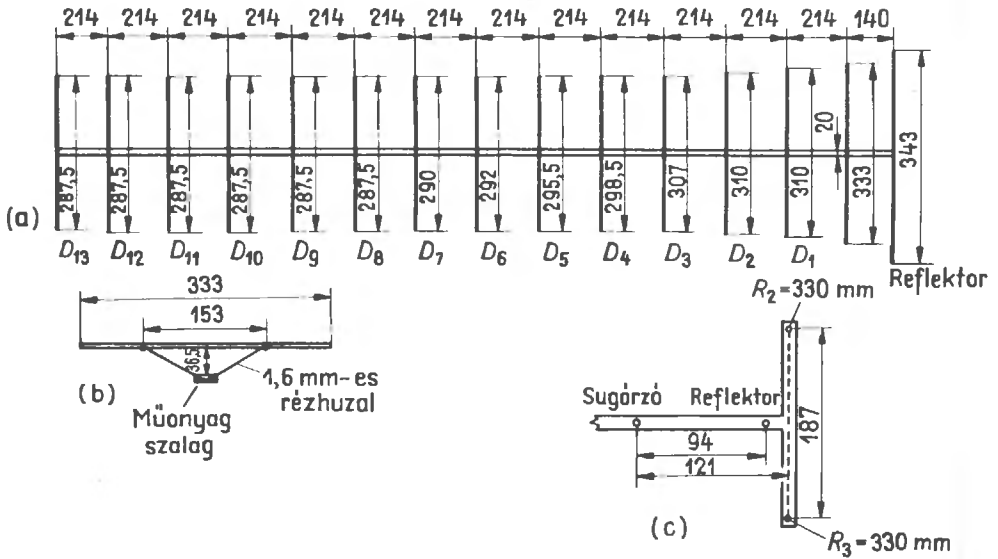
és a meteorit-összeköttetésekhez és a mozgó rádióállomásokkal létesítendő összeköttetésekhez, ha az ellenállomáson lineáris a polarizáció. Ha azonban a rádióforgalmat például túlnyomórészt frekvenciamodulációs reléállomások útján kell lebonyolítani, általában nem érdemes a kereszt alakú Yagi-rendszert megépíteni, hiszen ebben az esetben az egyszerű, függőlegesen polarizált Yagi-antenna feleannyi költséggel 3 dB-lel jobb eredményt szolgáltat. Aki azonban a 2 m-es sávban univerzálisan használható antennát akar építeni magának, és nem riad vissza a nagyobb költségektől, lássa el különálló tápvezetékekkel a kereszt alakú Yagi-rendszer két részét, hogy tetzés szerint bármelyik polarizációs módban dolgozhasson.

### 34.5. 15-elemes hosszú Yagi-rendszer a 70 cm-es amatőrsávra

Egy könnyen bővíthető 15-elemes hosszú Yagi-rendszert dolgozott ki és többször is sikeresen használt fel WØ EYE. A  $4,2 \lambda$  viszonylagos hosszúságú antennával 14 dB nyereséget lehet elérni. A szerkezeti részleteket a 34.17. ábrán láthatjuk. Az egyszerű deltaillesztés útján 50  $\Omega$ -os szimmetrikus tápponti ellenállást kapunk, de a sugárzó távolságának kisebb változtatgatásaival (34.17. (b) ábra) más értékeket is be lehet állítanunk. A koaxiális kábelek csatlakoztatásához szimmetriaátalakítás, például egy Pawsey-féle szimmetrizáló tag vagy egy negyedhullámú fazék is szükséges (lásd a 7. fejezetet).

Mindegyik elemet 5 mm átmérőjű csőből vagy tömör anyagból kell elkészíteni, és egy 2,95 m hosszú fémtartóra kell szerelni (ennek az elemtartó rúd-nak az átmérője 20 mm).

Egy kissé szokatlan, ahogyan a 34.17. (c) ábrán az  $R_2$  és  $R_3$  további elemek hozzáadásával 17-re növeljük az elemek számát. A reflektor és a táplált elem közötti távolságot ezzel egyidejűleg 94 mm-re kell csökkenteni.  $R_2$  és  $R_3$  közül az egyik az antennisík felett, a másik pedig az antennisík alatt helyezkedik el, és mind a kettő távolabb van a táplált elemtől, mint a reflektor. Ezeket a további elemeket nem nevezhetjük reflektornak, mert geometriailag valamivel rövidebbek, mint a táplált elemek. A sugárzási centrumnak (lásd a 22.3. pontban) ezzel a kiszélesítéssel 0,5 dB-lel lehet megnövelni a nyereséget, de a tápponti ellenállás értéke változatlan marad.



34.17. ábra. A 70 cm-es sávban használható, 15-elemes Yagi-antenna  $W \text{ } \varnothing \text{ EYE}$  szerint

(a) felépítése, (b) a táplált elem részletrajza, (c) az  $R_2$ ,  $R_3$  elemekkel kibővített változat (és metszetrajz)

**Mechanikai és elektromos adatok**

		Talpponti ellenállás	$50 \Omega$ , szimmetrikus
Az elemek átmérője	5 mm	Nyereség	14 dB (14,5 dB)
Az elemek tartójának átmérője	20 mm	Hátracsillapítás	kb. 21 dB
Az antenna hossza	2930 mm	Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 30^\circ$	
		Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 35^\circ$	

## 35.

### CB-antennák

Nemzetközi megállapodások értelmében az országok magánszemélyek, hivatalok, cégek, egyesületek és egyéb szervezetek rendelkezésére bocsáthatnak meghatározott frekvenciatartományokat. Az utóbbiak az úgynevezett polgári sávok, angolul citizens bands (rövidítése: CB), vagyis a „mindenki sávjai”. Részben ezeket a frekvenciatartományokat lehet a modellek rádióvezérlésére is felhasználni.

Az ilyen sávok szabaddá vételéről az egyes országok döntenek, és egyúttal szabályozzák is a sávok felhasználását. A CB-engedélyek kiadása általában nincsen semmilyen vizsgálóhoz kötve, és egyéb módon sem kell igazolni szakismereteket. A rádióadó üzembehelyezéséhez rendszerint a rádiófelségjogot gyakorló hatóságtól kell engedélyt és igazoló jelzést kérni. Az előírások néha csak az egyszerű, különlegesebb irányhatás nélküli dipólusantennák használatát engedik meg.

A polgári rádióösszeköttetések méteres és deciméteres hullámtartományaiiban Magyarországon a következő frekvenciasávok használhatók:

27 MHz-es sáv 26,965... 27,275 MHz  
(11,126...11,0 m)

80 MHz-es sáv 73,0 ... 82,0 MHz  
(4,11...3,66 m)

160 MHz-es sáv 146,0...174,0 MHz  
(2,05...1,72 m)

450 MHz-es sáv 450,0...470,0 MHz  
(67...63,8 cm)

#### 35.1. 27 MHz-es antennák és számításuk

A 27 MHz-es sávban működik a legtöbb adó, mert a modellek rádióirányításának is ez a legnépszerűbb tartománya. Majdnem mindig körsugárzó antennákat követelnek meg az előírások. Ezt a körsugárzást függőlegesen polarizált antennával, főképpen negyedhullámú sugárzókkal lehet a leggazdaságosabban elérni. Az így kiadódó, ke-reken 2,70 m hosszú rúdantennák sok esetben túlságosan nehézkesek volnának a rádiótelefonokon és a távirányító adókon, úgyhogy erre a célra gyakoriak a mechanikailag rövidített függőleges sugárzók. Ezek az antennák mindig kisebb határfokúak, mint a teljes hosszúságú negyedhullámú sugárzók.

Félhullámú dipólusok és irányantennák a 11 m-es sávban még meglehetősen nagy méretek következtében rendszerint csak a helyhez kötött berendezésekhez használhatók. Külön nem érdemes itt kitérni rájuk, mert az ebben a könyvben ismertetett antennák mindegyikéhez további segítség nélkül is kiszámíthatja az olvasó a 27 MHz-es sávnak megfelelő mechanikai méreteket. A számítás menetét hadd világítsa meg a következő példa:

A 16.10. ábra szerinti háromelemes Yagi-antennát kell 27,0 MHz-re átszámítani. A számítás alapjául azok a méretek szolgálnak, amelyek a 10 m-es sávra (28,2 MHz rezonanciafrekvenciára) a 16.2. táblázatból olvashatók ki. A méterben megadott hosszakat és távolságokat egyszerűen



meg kell szorozni a megahertzben kifejezett rezonanciafrekvenciával, és ezáltal kiadódnak a más rezonanciafrekvenciákra való áttéréshez szükséges átszámítási tényezők. A táplált elem  $S$  hosszára ebben az esetben érvényes átszámítási tényező:  $5,13 \text{ m} \times 28,2 \text{ MHz} = 144,666$ . Így tehát  $27,0 \text{ MHz}$  rezonanciafrekvenciára a sugárzó  $S$  hossza (kerekítve):  $144,666 : 27,0 = 5,36 \text{ m}$ . A direktor hossza az értelemszerűen kiszámított  $4,71 \times 28,2 = 132,822$  szorzatból  $132,822 : 27,0 = 4,92 \text{ m}$ , a reflektor hossza pedig az  $5,46 \times 28,2 = 153,97$  szorzatból  $153,97 : 27,0 = 5,70 \text{ m}$ . Az  $A$  távolságok értéke  $2,0 \times 28,2 = 56,4$  szerint  $56,4 : 27,0 = 2,09 \text{ m}$ .

A szorzással megkapott átszámítási tényezők alapján bármilyen más frekvenciára is át lehet számítani az antennát. Például a  $80 \text{ MHz}$ -es sávra e háromelemes Yagi-antenna méretei a következők:

$$S = 144,666 : 80 = 1,81 \text{ m}, \quad D = 132,822 : 80 = 1,66 \text{ m},$$

$$R = 153,97 : 80 = 1,92 \text{ m},$$

$$A = 56,4 : 80 = 0,71 \text{ m}.$$

### 35.1.1. Függőlegesen polarizált antennák a $27 \text{ MHz}$ -es sávra

A függőlegesen polarizált,  $27 \text{ MHz}$ -es körsugárzók elsősorban egyszerű rúdantennák, és akár mint negyedhullámú sugárzók a földhöz képest, akár ellensúlyokkal (radiálokkal) mint groundplane antennák kapják a gerjesztésüket. Részletes tárgyalásuk a különböző változataikkal és illesztési lehetőségeikkel együtt a 19.4.1. pontban található meg. A 19.1. táblázatot hadd egészítse most ki a  $27 \text{ MHz}$ -es sáv különböző frekvenciáira az itt közölt 35.1. táblázat.

A rendszerint huzalból elkészített radiálok hossza a  $2 \text{ mm}$ -es elemátmérő sorában megadott méreteknek felel meg. A rúd alakú radiálokat a mindenkor elemátmérő szerint kell méretezni. A kézi rádiótelefon-készülékekhez nehézségük miatt általában nem alkalmazhatók a radiálok, és helyettük inkább a készülékház az ellensúly.

$270 \text{ cm}$  hosszú rúdantenna különböző okokból sokszor nem is valósítható meg. Az ilyen esetekben mechanikailag rövidített negyedhullámú sugárzók használatosak, számításuk részletes tárgyalását a 28.2. pont tartalmazza. A negyedhullámú tekercsek és az illesztő áramkörök méretezéséhez ott megadott egyenletekből ki lehet számítani minden tetszés szerinti hosszúságú, de a negyedhullámnál rövidebb rudak rezonancia- és illesztési viszonyait arra az esetre, amikor a  $27 \text{ MHz}$ -es sávban kell működni az antennának. Nem szabad azonban megfeledkezni arról, hogy mennél nagyobb mértékben rövidítjük meg a rudat, annál kisebb lesz a sugárzási ellenállása, vagyis annál rosszabb lesz a hatásfoka is.

A  $27 \text{ MHz}$ -es üzemre különleges esetekben a 19.7. pont szerinti DRRR antenna is elképzelhető, hiszen ebben az esetben rendkívül kicsi a szerkezeti magasság. A  $27 \text{ MHz}$ -es sávnak megfelelő méretek kiszámításához egyszerűen meg kell növelni  $7\%$ -kal a  $10 \text{ m}$ -es sávra a 19.4. táblázatban megadott értékeket. Ennek az ugyancsak függőlegesen polarizált körsugárzónak alig  $0,3 \Omega$  a sugárzási ellenállása, úgyhogy rendkívül kis értéken kell tartani a várható veszteségi ellenállásokat. Ezzel ellentétben a  $135 \text{ cm}$ -re rövidített —  $27 \text{ MHz}$ -en  $\lambda/8$ -nak megfelelő — függőleges rúd sugárzási ellenállása még mindig  $6,5 \Omega$ .

Helyhez kötött antennának nagyon jól beválnak a függőleges félhullámú dipólusok, mert jelentős mértékben függetlenek a terepviszonyok-

35.1. táblázat. A normális groundplane antennák méretezése a  $27 \text{ MHz}$ -es sáv frekvenciáira

Az elemek átmérője, mm	Az elemek hossza (cm)					
	26,97	27,03	27,09	27,15	27,21	27,27
	MHz-en					
2	272	271	270,5	270	269	268,5
6	271	270	269,5	269	268,5	268
10	270	269,5	269	268,5	268	267
20	269	268,5	268	267	266,5	266
40	267	266	265,5	265	264,5	264

tól, koaxiális kábellel minden nehézség nélkül táplálható, körsugárzási diagramjuk kedvező, és emelkedési szögük kicsi. A koaxiális kábellel táplált függőleges félhullámú dipólus optimális megoldása a 19.24. ábrán látható koaxiális antenna, amelynek két ága a 27 MHz-es üzemben egyenként 275  $\Omega$ -ra méretezendő.

Nagyjából ugyanilyen hatások eléréséhez valamivel több anyagot igényel a 19.36. ábra szerinti *J* antenna, amely a 27 MHz-es sávban 0,75  $\lambda$  teljes hosszal még mindig 8 m magas. A pontos méreteket az ott közölt méretezési egyenletek alapján lehet megkapni.

Mínthogy a 27 MHz-es sávban rendszerint kicsi aránylag a megengedett adóteljesítmény, érdemes megpróbálkozni a 19.39. ábra szerinti T2FD antennával is. A 390  $\Omega$  értékű, indukciómentes, kis terhelhetőségű energiaelnyelő ellenállás elkészítése aligha okozhat nagyobb nehézségeket. A 27 MHz-es üzemre ( $\lambda/3$ -nak megfelelően) 370 cm legyen az antenna magassága, és a vezetők között ( $\lambda/100$ -nak megfelelően) 11 cm távolságot kell hagyni. Ez az antenna olyan széles sávú, hogy körülbelül 150 MHz-ig alkalmazható.

### 35.1.2. Vízszintesen polarizált antennák a 27 MHz-es sávra

Mozgó állomásokhoz a 27 MHz-es sávban vízszintesen polarizált antennát aligha lehet használni, hiszen a félhullámú dipólus hossza ebben a hullámtartományban kerekén 550 cm. A kézi rádiótelefonokhoz, modellek távirányításához és a gépjárműveken túlságosan, nagyméretű volna egy ilyen antenna. Ezenkívül a vízszintesen polarizált antennákkal csak nehezen és aránylag sok anyag felhasználásával lehetnek jó körsugárzási diagramot megvalósítani.

A helyhez kötött berendezésekhez ugyanazokat az antennákat lehet felhasználni, amelyek a 10 m-es amatőrsávban használatosak. A 11 m-es sáv nagyobb hullámhosszának megfelelően csak a méreteket kell egy kissé helyesbíteni. Az ehhez szükséges átszámításokat a megadott átszámítási egyenletek alapján kell elvégezni. A valamivel bonyolultabb alakú antennákra vonatkozólag, amelyeknek méreteit a különböző amatőrsávok

szerinti csoportosításban táblázatok adták meg, kiegészítő táblázatok készültek, és ezek tartalmazzák a 27 MHz-es üzemnek megfelelő számadatokat.

Ha nagyjából körsugárzásra van szükség, a 10.31. (a) 3. ábra szerinti vízszintes félhullámú szög dipólust lehet a legegyszerűbb esetben megépíteni. Cső alakú, 15...25 mm átmérőjű elemek felhasználásával az oldal hossza a 27 MHz-es sáv középső frekvenciájára kiszámítva egyenként 263 cm. E szög dipólus talpponti ellenállása 50  $\Omega$ .

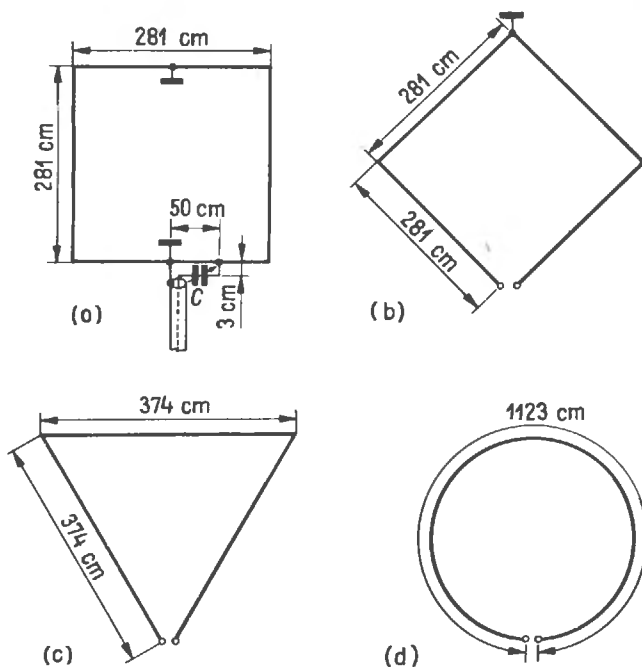
A 35.1. (a) ábra szerinti egyszerű quadelem is ajánlható erre a célra. Huzalból készíthető el, ezáltal könnyű és olcsó, ennek ellenére azonban a félhullámú dipólushoz képest 1 dB antennanyereséget is nyújt. Amint a 35.1. (a) ábra mutatja, a quadelemet egy gammatagon keresztül (lásd a 6.3. pontot) lehet a koaxiális tápkábelhez illeszteni. Mechanikai okokból sokszor előnyösebb a 35.1. (b) ábra szerinti megoldás, ahol a quadelem egy csúcsára állított négyzet. Az egész hullámú hurok természetesen delta-loop [35.1. (c) ábra] vagy gyűrűs elem [35.1. (d) ábra] is lehet. A 27 MHz-es üzemnek megfelelő méreteket a 35.1. ábra adja meg. A gammaillesztés mind a négy változatban alkalmazható. Elektromos tulajdonságaik tekintetében ezek a változatok csak lényegtelen mértékben különböznek egymástól.

A mellékelt táblázatok 27 MHz-en használható, vízszintesen polarizált iránysugárzókat adnak meg. Az egyes táblázatok címéből az is kiolvasható, hogy a kérdéses antenna leírása melyik pontban és melyik ábrán található meg.

## 35.2. 80 MHz-es antennák

A 80 MHz-es sáv (73...82 MHz) egy része belesik az OIRT-szabvány szerinti R-III televíziócsatornába (76...84 MHz). Ezért ezt a sávot csak feltételesen szabad a CB-tartományban kihasználni, nem is szólva arról, hogy a troposzféra és az ionoszféra viszonyai rendellenes hullámterjedést, nagy hatótávolságokat idézhetnek itt elő.

Az antennaméretet nem okoznak gondot, mert még a mozgó állomásokon is jól kezelhető antennák adódnak. A negyedhullámú rúd hossza ebben a tartományban átlagosan 90 cm.



35.1. ábra. Egészhullámú hurok a 27 MHz-es sávra  
(a) és (b) quadhurok, (c) delta-loop, (d) gyűrűs elem

35.2. táblázat. Kételemes, forgatható irány sugárzók a 27 MHz-es sávra  
(ismertetésük a 16.2. pontban és a 16.9. ábrán)

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
<i>S</i> hossz	536 cm	535 cm	533 cm
<i>D</i> hossz	505 cm	503,5 cm	502 cm
<i>A</i> távolság	136 cm	136 cm	135 cm
<i>d</i> átmérő	35...40 mm	35...40 mm	35...40 mm
Sugárzási ellenállás	20 Ω	20 Ω	20 Ω
A sugárzók táplálását lásd a 16.4. pontban			

35.3. táblázat. Háromelemes Yagi-antenna a 27 MHz-es sávra  
ismertetésük a 16.3. pontban és a 16.10. ábrán

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
<i>S</i> hossz, cm	535	533,5	531
<i>D</i> hossz, cm	484	482,5	480,5
<i>R</i> hossz, cm	570	568	566
<i>A</i> távolság, cm	209	208,5	208
<i>d</i> átmérő, mm	35...40	35...40	35...40
Sugárzási ellenállás, Ω	22	22	22
A sugárzók táplálását lásd a 16.4. pontban			

35.4. táblázat. Cubical quad antennák a 27 MHz-es sávra  
(ismertetésük a 15.4.1. pontban és a 15.8—15.10 ábrákon)

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
<i>Reflektorcsonkakkal</i>			
$l_s$ oldalhossz, cm	281	280	279
$l_r$ oldalhossz, cm	281	280	279
A reflektorcsonk hossza, cm	75	75	74
<i>Rezonáns reflektorral</i>			
$l_s$ oldalhossz, cm	281	280	279
$l_r$ oldalhossz, cm	309	308	307
<i>Az elemek A távolsága, cm</i>			
0,08 $\lambda$ ( $G \approx 5,2$ dB, $Z \approx 45 \Omega$ )	88	87,5	87
0,10 $\lambda$ ( $G \approx 5,6$ dB, $Z \approx 60 \Omega$ )	110,5	110	109,5
0,12 $\lambda$ ( $G \approx 5,7$ dB, $Z \approx 72 \Omega$ )	133	132,5	132
0,15 $\lambda$ ( $G \approx 5,6$ dB, $Z \approx 85 \Omega$ )	166	165,5	165
0,20 $\lambda$ ( $G \approx 5,4$ dB, $Z \approx 110 \Omega$ )	222	221	220
A 15.10. ábra szerinti gammaillesztés $L$ hossza 50 cm, $C$ kapacitása 50 pF			

35.5. táblázat. Delta-loop antennák a 27 MHz-es sávra  
(ismertetésük a 15.4.5.1. pontban és a 15.21. ábrán)

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
<i>Gerjesztett elem</i>			
A huzal $A_s$ hossza, cm	431	430	428
A szár $B_s$ hossza, cm	352	351	350
Teljes kerület, cm	1135	1132	1128
<i>Reflektor</i>			
A huzal $A_R$ hossza, cm	462	461	459
A szár $B_R$ hossza, cm	378	376	375
Teljes kerület, cm	1218	1213	1209
<i>Direktor</i>			
A huzal $A_D$ hossza, cm	418	417	415
A szár $B_D$ hossza, cm	340	339	338
Teljes kerület, cm	1098	1095	1091
0,19 $\lambda$ reflektortávolság, cm	209	209	209
0,13 $\lambda$ reflektortávolság, cm	145	145	145
0,095 $\lambda$ direktortávolság, cm	105	105	105

**35.6. táblázat.** Kalickaantennák a 27 MHz-es sávra  
(ismertetésük a 15.4.3. pontban és a 15.13. ábrán)

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
<i>Oldalhosszak, cm</i>			
Gerjesztett elem	309	308	307
Reflektor	309	308	307
Teljes kerület elemenként	1236	1232	1228
A reflektorcsonc hossza	74	74	74

**35.7. táblázat.** Swiss quad antennák a 27 MHz-es sávra  
(ismertetésük a 15.4.4. pontban és a 15.14. ábrán)

	27,03	27,12	27,21
	MHz üzemi frekvencián		
Az antenna magassága, cm	311	310	309
Az antenna szélessége, cm			
direktor	295	294	293
reflektor	326	325	324
A direktor és a reflektor közötti távolság, cm	110	110	110

**35.8. táblázat.** A negyedhullámú sugárzók mérete a 80 MHz-es sáv frekvenciáira

Az antennaelemek átmérője, mm	73	76	79	82
	MHz üzemi frekvencián			
2	994	958	922	888
3	990	953	917	883
4	984	948	912	978
6	979	943	907	874
8	974	938	902	869
10	969	933	898	865
15	960	925	890	857
20	953	918	884	851
40	933	898	865	833

### 35.2.1. Függőlegesen polarizált antennák a 80 MHz-es sávra

A járművekhez és a kézi rádiótelefon-készülékekhez olyan teleszkópañtennák kaphatók az üzletekben, amelyeknek mechanikai hosszát körülbelül 86 és 100 cm között lehet változtatni.

A 80 MHz-es sáv különböző frekvenciáinak megfelelő negyedhullámú sugárzók pontos méretezési adatait az elemek átmérőjének függvényében a 35.8. táblázat tartalmazza. A félhullámú dipólusok rezonanciahosszának meghatározásához egyszerűen meg kell szorozni 2-vel az elemek megadott hosszát.

Különösen ajánlható a 25.1.1. pont szerinti koaxiális antenna megépítése. A 25.1. ábrán megadott negyedhullámú sugárzókat a rudak, illetve csövek átmérőjének és a kívánt frekvenciának megfelelően a 35.8. táblázat szerint kell méretezni.

A 25.2. ábrán megrajzolt, közel 300 cm teljes hosszúságú záróedényes antenna különösen a helyhez kötött berendezésekben felel meg, de figyelembe kell venni az erre az antennára vonatkozólag a 25.1.2. pontban közölt adatokat. A felső félhullámú szakaszt szintén a 35.8. táblázat szerint kell méretezni mégpedig úgy, hogy az ott megadott negyedhullámoknak a kétszeresét kell venni (nagyságrendben 180 cm). A negyedhullámú zárófazék hosszát is a csőátmérő szerint a 35.8. táblázatból lehet kiolvasni. A kábelcsatlakozáshoz szükséges megcsapolások a fazék belső terében a csőhossz  $\frac{1}{5}$ -ének felelnek meg (körülbelül 180 mm a cső vége felett). A megcsapolási pont megfelelő eltolásával optimálisan lehet illeszteni minden — tetszés szerinti hullámellenállású — koaxiális kábelt.

A 19.7. pontban leírt DDRR antenna mint függőlegesen polarizált körsugárzó a 80 MHz-es sávra is méretezhető. Különösen jól lehet felszerelni a gépjárművek fedelére, mert rendkívül kicsi (kb. 30 mm) a szerkezeti magassága. A 19.47. és a 19.48. ábra szerinti 80 MHz-es változatokra a 19.4. táblázatból a következő méretek adódnak:

$D = 310$  mm,  $D' \cong 390$  mm,  $H \cong 30$  mm,  $A = 20$  mm és  $C_1 = 15$  pF.

A veszteségi ellenállások csökkentése érdekében lehetőleg minél kisebbre kell venni az elemek  $d$  átmérőjét ( $d = 5$  mm). A 19.47. ábra szerint alkalmazott alaplemez átmérőjével nem szabad takarékoskodni. A bádógtetők jól kielégítik a gépkocsikon ezt a követelményt.

### 35.2.2. Vízszintesen polarizált antennák a 80 MHz-es sávra

Amikor a lehető legegyszerűbb eszközökkel nagyjából körsugárzást kell elérni, jól felhasználható a 25.2.2. pont szerinti, szögben behajlított dipólus. A hajlított dipólus rezonanciahosszát a 35.8. táblázat adja meg, de az elemek hosszára leolvasható értékeket meg kell szorozni 2-vel.

Ha különösen fontos, hogy kör alakú legyen a sugárzási diagram, jó megoldást ad a 25.2.5. pont szerinti máltai keresztes antenna, jóllehet aránylag drága. A 35.1. pontban közölt átszámítási utasítások alapján könnyen átszámítható a 80 MHz-es sávra a 25.16. ábrán 145 MHz-re méretezett, máltai keresztes antenna.

A vízszintesen polarizált, irányhatású antennákban nagy a választék, ugyanis a 29. fejezetben az OIRT R-III. csatornjára megadott televízióantennák mind felhasználhatók a 80 MHz-es sávban is. A 80 MHz-es üzemben azonban előnyben kell részesíteni a 73...76 MHz frekvenciákat, mert ez a frekvenciaszakasz tölti ki az URH rádióműsorok tartományának (OIRT) nagyfrekvenciás vége és az R-III. csatorna kisfrekvenciás kezdete közötti űrt. Erre az alkalmazási esetre túlságosan rövidek az R-III. csatorna televízióantennái. Ezért ajánlatos a III. csatorna antennáira a 29. fejezet táblázataiból kiolvasott méreteket 1,025-del megszorozni. Ezáltal ugyanis körülbelül 2 MHz-cel kisebb lesz ezeknek az antennáknak a rezonanciafrekvenciája, úgyhogy a rezonanciatartomány most már az egész 80 MHz-es sávot át fogja.

## 35.3. 160 MHz-es antennák

A 160 MHz-es sáv a 2 m-es amatőrsáv nagyfrekvenciás (146 MHz-es) végén kezdődik, és 174 MHz-ig, vagyis a III. tévésáv E-5 (CCIR), illetve R-VI. (OIRT) csatornjának elejéig terjed. Ez a tartomány a helyhez kötött és a mozgó rádióállomásoké. Egy szűk sávja (149,9...150,05 MHz) a műholdas rádiónavigációt szolgálja, a 150,05...153 MHz frekvenciákat a rádiócsillagászati rádiószolgálat veszi igénybe, a 151...153 MHz frekvenciákon pedig meteorológiai rádióösszeköttetések is létesíthetők (az I. körzetre vonatkozó nemzetközi megállapodások szerint).

A 160 MHz-es sáv 28 MHz-nyi teljes szélességet csak az egészen határozottan széles sávú antenna foghatja át. Általában azonban az a helyzet, hogy a távközlésügyi hatóságok ennek a 160 MHz-es sávnak csak egy behatárolt részén engedélyezik a CB-forgalmat, mégpedig egy olyan részén, amelyre már normális sáv szélességű antennák is építhetők.

### 35.3.1 Függőlegesen polarizált antennák a 160 MHz-es sávra

A kézi rádiótelefon-készülékek függőleges negyedhullámú rúdantennája nem éri el az 50 cm-t, úgyhogy semmiképpen sem zavarhatja a kezelő személy mozgékonyágát. Az ellensúly majdnem mindig a készülék fémháza. A 160 MHz-es sáv különböző frekvenciáira a 35.9. táblázat megadja a negyedhullámú rúdantenna elemeinek hosszát. A félhullámú dipólusokra 2-vel meg kell szorozni a megadott hosszakat. A sugárzók frekvenciasávjának szélessége a rezonanciafrekvenciára vonatkoztatva legalább  $\pm 2$  MHz. A 35.9. táblázatban megadott rezonanciaméretek a 25.1. ábra szerinti koaxiális antenna megépítéséhez is felhasználhatók.

A 25.4. ábra szerinti discone-antenna sávszélessége az ott közölt méretek figyelembevételével lényegesen túllépi a 160 MHz-es sáv határait. Ha olyan discone szükséges, amely a 160 MHz-es és a 450 MHz-es sávot fedi át, a 25.5. ábrán közölt diagramból aránylag jól kezelhető méretek lehet megállapítani. A  $D$  hossz ekkor már csak 500 mm, a „diszkosz” átmérője pedig 350 mm. Ha a 25.4. ábrán minden méretet körülbelül 10%-kal megnövelünk, a függőlegesen polarizált sugárzó, amelyet így kapunk, a 80 MHz-es sávot kezdve a 2 m-es amatőrsávon, a 160 MHz-es sávon, a 70 cm-es amatőrsávon keresztül a 450 MHz-es sávig ér el, és még ezen túl is vesz néhány csatornát a deciméteres tévésávban. Nyereségesnek, sajnos egyáltalán nem mondható a discone-antenna, sőt — a rezonáns félhullámú dipólushoz képest — 3 dB veszteséget mutat.

Jelentős antennanyereséget a 25.1.6. pont szerinti, emeletes elrendezésű, függőlegesen polarizált körsugárzókkal lehet elérni. Ezek az antennák olyan hosszúak, hogy legfeljebb csak helyhez kötött berendezésekhez használhatók. A 160 MHz-es sávon belül eső egyes rezonanciafrekvenciákra a 35.9. táblázat szerint lehet elvégezni a méretezést. A félhullámú részek hosszának meghatározásához a táblázatból kiolvasott negyedhullámhosszak kétszeresét kell venni.

### 35.3.2. Vízszintesen polarizált antennák a 160 MHz-es sávra

A használható antennatípusokból egészen nagy a választék. Körsugárzónak elsősorban a 25.2.5. pontban ismertetett máltai keresztet antennát lehet ajánlani, ennek méreteit a 35.1. pont magyarázatai alapján könnyen át lehet számítani a 160 MHz-es sáv frekvenciáira.

A rezonáns félhullámú dipólusra vonatkoztatva 2,7 dB antennanyereséget eredményez a 25.2.6. pont szerinti „nagy kerék”. Ennek a három párhuzamosan kapcsolt egészhullámú hurokból összeállított körsugárzónak megvan ezenkívül az a nagy előnye is, hogy viszonylag széles az átviteli sávja, például a 150 MHz-re méretezett antenna sávzélessége 146...154 MHz. A megahertzben kifejezett, de egyébként tetszés szerinti  $f$  rezonanciafrekvenciának megfelelő hurok  $L$  kerülete milliméterben kifejezve:

$$L = \frac{299\,300}{f} \text{ mm.}$$

35.9. táblázat. A negyedhullámú sugárzók mérete a 160 MHz-es sáv frekvenciáira

Az antennaelem átmérője, mm	148	152	156	160	164	168	172
	MHz üzemi frekvencián						
2	486	474	462	450	439	429	419
3	484	471	459	448	437	426	416
4	481	469	457	445	434	424	414
5	478	466	454	443	432	422	412
6	476	464	452	441	430	420	409
8	473	460	448	437	427	417	407
10	470	458	446	435	434	414	405

A 29.19. (c) ábra szerinti csomk kifejtett  $S$  hossza az

$$S = \frac{18\,542}{f_{\text{MHz}}} \text{ m}$$

képletből számítható.

A „nagy kerék” megépítéséhez további tanácsokat a 25.2.6. pont ad.

Irányító hatású, vízszintesen polarizált antennának a 160 MHz-es sávban nagyon sok típus alkalmas. Itt van mindenekelőtt az ultrarövid hullámon nagyon népszerű cubical quad, amelynek különböző változatait a 27.3. pont már részletesen ismertette. Ugyanitt megtalálhatók a méretezési képletek is, amelyek alapján a méteres hullámok tartományában bármelyik rezonanciafrekvenciára el lehet végezni az átszámítást.

**35.10. táblázat.** A 29.13. ábra szerinti hatelemes, csatornacsoportos Yagi-antenna és a 29.16 ábra szerinti 13-elemes, csatornacsoportos Yagi-antenna méretei (mm-ben) a 144...174 MHz frekvenciatartományra

$L$ hossz	888
$R$ hossz	1067
$D_1$ hossz	759
$D_2$ hossz	771
$D_3$ hossz	752
$D_4$ hossz	746
$A_1$ távolság	488
$A_2$ távolság	118
$A_3$ távolság	395
$A_4$ távolság	344
$A_5$ távolság	376
Kiegészítő elemek a 13-elemes változathoz	
$D_5$ hossz	719
$D_6$ hossz	695
$D_7$ hossz	668
$D_8$ hossz	643
$D_9$ hossz	643
$A_6...A_{10}$ távolságok	376
$A_R$ távolságok	266

A Yagi-antennák sokaságából különösen a széles sávú változatokra érdemes felfigyelni. A méteres hullámú televíziótartományokban ismeretes csatornacsoportos antennák megfelelően átméretezve az egész 160 MHz-es sávban és egyúttal a 2 m-es amatőrsávban is használhatók. A 35.10. táblázat megadja a 144 MHz-től 174 MHz-ig ter-

jedő frekvenciatartományra a 29.3.5. pont és 29.13. ábra szerinti hatelemes, csatornacsoportos Yagi-antennák méreteit, ezenkívül pedig azoknak a kiegészítő elemeknek a méreteit is tartalmazza, amelyek felhasználásával a 29.3.8. pont és 29.16. ábra szerinti 13-elemes csatornacsoportos Yagi-antennára lehet kibővíteni a hatelemes antennát.

Ezeket a Yagi-antennákat természetesen függőleges polarizációval is lehet működtetni, de ebben az esetben úgy kell felállítani őket, hogy függőlegesek legyenek az elemek.

## 35.4. 450 MHz-es antennák

A 450 MHz-es sáv a deciméteres hullámú IV. televíziótartomány (470...606 MHz) kisebb frekvenciájú végéhez csatlakozik. Itt elsősorban azoknak az antennatípusoknak az alkalmazására lehet gondolni, amelyek a deciméteres hullámú televízióműsorok vételében is jól beválnak. Ezen az alapon minden további nehézség nélkül úgy lehet méretezni az antennákat, hogy sáv szélességük 430 MHz-től 606 MHz-ig terjedjen, tehát magába foglalja a 70 cm-es amatőrsávot, a 450 MHz-es sávot és a deciméteres hullámú televízióműsorok IV. sávját is. A mechanikai méretek olyan kicsik, hogy a függőleges és a vízszintes polarizáció szerinti felosztásra nincs is szükség, hiszen tetszés szerint lehet vízszintes polarizációt (az elemek vízszintes helyzetűek) vagy függőleges polarizációt (az elemek függőlegesek) elérni, mindössze el kell forgatni 90°-kal az antennát. Arra mindenesetre ügyelni kell, hogy az antennaállvány fémcsöve ne nyúljon be az antenna sugárzási terébe (lásd a 24. fejezetet). Ezért az UHF-antennát a 24.1. (c) ábra szerint az antennaállvány fémcsöve elé kell szerelni, vagy pedig a fémcső helyett műanyag csövet vagy faárbcot kell alkalmazni.

Nagyon tömör felépítésű, függőlegesen polarizált körsugárzóknak bizonyul itt is a 25.1.4. pont szerinti discone-antenna. A 25.4. ábrán berajzolt méreteket  $\frac{1}{3}$ -ra csökkentve az így keletkező, széles sávú körsugárzó 400 MHz-től kezdve jóval az V. UHF-sávon túl is használható. Az ilyen, alig 25 cm magas miniatűr antennát bárhol feltűnés nélkül lehet felállítani, a stabil mechanikai konstrukció aligha okoz nehézségeket, és nagyon szép kerek alakú a discone sugárzási diagramja.



Vízszintesen polarizált körsugárzóként nagyon jól használható a 25.2.5. pontban leírt máltai keresztet antenna. A 25.16. ábrán 432 MHz-re és a 25.17. ábrán az emeletes változatra megadott méreteket 0,96-dal megszorozva lehet átszámítani a 450 MHz-es sávra.

A 26.2. pontban ismertetett reflektorfalas antennák mind alkalmasak a 450 MHz-es sávra is. Minthogy csupa széles sávú típusról van szó, a méretezés nem kritikus. Csak arra kell ügyelni, hogy az alsó határfrekvencia  $\leq 450$  MHz legyen. A 26.1. táblázatban közölt méretezési adatok 432 MHz-re és sarokreflektoros antennákra vonatkoznak, de közvetlenül átvehetők a 450 MHz-es sávra is. Aki azonban a milliméterekkel is takarékoskodni akar, 0,96-dal megszorozhatja a hosszakat. A IV. UHF-tartományra méretezett, tehát 470 MHz alsó határfrekvenciájú antennákkal kapcsolatban 1,045-del kell megszorozni a hossz méreteket, hogy eltolódjon 450 MHz felé az alsó határfrekvencia (ilyen például a 29.23. és a 29.25. ábra szerinti antenna).

Aki a 24.8. pontban ismertetett 12-elemes csoportosugárzót 450 MHz-en akarja működtetni, szorozza meg 0,95-dal a 24.9. ábrán a 70 cm-es sávra megadott méreteket!

A kisebb Yagi-antennák közül a 24.1. pont szerinti négyelemes változat és a 24.3. pont szerinti hatelemes Yagi-antenna jól használható. A négyelemes Yagi-antenna méreteit 450 MHz-re is közvetlenül a 24.2. ábráról lehet leolvasni ( a sáv szélesség 400 MHz-től 470 MHz-ig terjed), viszont a hatelemes Yagi-antennára a 24.4. ábrán megadott hosszakat és távolságokat meg kell szorozni 0,943-dal. A 24.8. ábra szerinti 18-elemes, széles sávú, hosszú Yagi-antennára megint csak a 0,96 átszámítási tényező érvényes.

A 29.3.12.1. pontban ismertetett széles sávú, deciméteres hullámú Yagi-antennák univerzális megoldásoknak tekintendők, mert alapelemük egy nyolcelemes Yagi-antenna, amelyet tetszés szerint lehet a mindenkori szükségleteknek megfelelően tovább bővíteni. A 29.11. táblázat kiegészítéseképpen a 35.11. táblázat a 450 MHz-es sávra adja meg a mechanikai méreteket.

**35.11. táblázat.** A 29.22. ábra szerinti 8-b, 16-b és 24-elemes, deciméteres hullámú Yagi-antennák méretei (mm-ben) a 450 MHz-es sávra

<i>Mechanikai adatok :</i>	
A hurokdipólus $L$ hossza	309
A reflektorok $R$ hossza	380
A direktorok hossza: $D_1$	231
$D_2$	222
$D_3, D_4$	220
$D_5 \dots D_8$	217
$D_9 \dots D_{12}$	214
$D_{13} \dots D_{16}$	212
$D_{17} \dots D_{20}$	212
A reflektorok $A_R$ távolsága	127
Az elemek távolsága: $A_1$	84
$A_2$	24
$A_3$	69
$A_4$	144
$A_5$	151
$A_6 \dots A_{21}$	162

Az elektromos jellemzők és egyéb adatok a 29.11. táblázatban

A fenti, deciméteres hullámú Yagi-antennákat úgy kell méretezni, hogy az alsó határfrekvenciájuk 432 MHz legyen. Ezáltal ugyanis ezek az antennák a 70 cm-es amatőrsávot, a 450 MHz-es sávot, továbbá a deciméteres hullámú IV. tévé-tartomány 21...30. csatornáit egyaránt átfedik.



# 36.

## Függelék

1. táblázat. A frekvencia és a hullámhossz átszámítása

Ebben a táblázatban mindegyik hasáb KHz-ben vagy m-ben egyaránt értelmezhető, úgyhogy az átszámítás mind a két irányban lehetséges

240 000	1,250	18 600	16,129	15 100	19,867	11 700	25,641	8 200	36,585
120 000	2,500	18 500	16,216			11 600	25,862	8 100	37,037
60 000	5,000	18 400	16,304	15 000	20,000	11 500	26,087	8 000	37,500
40 000	7,500	18 300	16,393	14 900	20,134	11 400	26,316	7 900	37,975
30 000	10,000	18 200	16,483	14 800	20,270	11 300	26,549	7 800	38,461
29 500	10,170	18 100	16,574	14 700	20,408	11 200	26,786	7 700	38,961
29 000	10,340			14 600	20,548	11 100	27,027	7 600	39,474
28 500	10,510	18 000	16,667	14 500	20,690			7 500	40,000
28 000	10,710	17 900	16,760	14 400	20,833	11 000	27,273	7 400	40,540
27 500	10,910	17 800	16,854	14 300	20,979	10 900	27,523	7 300	41,096
27 000	11,110	17 700	16,949	14 200	21,127	10 800	27,778	7 200	41,667
26 500	11,320	17 600	17,045	14 100	21,276	10 700	28,037	7 100	42,254
26 000	11,540	17 500	17,143			10 600	28,302		
25 500	11,760	17 400	17,242	14 000	21,428	10 500	28,571		
25 000	12,000	17 300	17,431	13 900	21,583	10 400	28,846	7 000	42,857
24 500	12,240	17 200	17,442	13 800	21,739	10 300	29,126	6 900	43,478
24 000	12,500	17 100	17,544	13 700	21,898	10 200	29,412	6 800	44,118
23 500	12,770			13 600	22,059	10 100	29,703	6 700	44,776
23 000	13,040	17 000	17,647	13 500	22,222			6 600	45,455
22 500	13,330	16 900	17,751	13 400	22,388	10 000	30,000	6 500	46,154
22 000	13,630	16 800	17,857	13 300	22,556	9 900	30,303	6 400	46,874
21 500	13,970	16 700	17,964	13 200	22,727	9 800	30,612	6 300	47,619
21 000	14,280	16 600	18,072	13 100	22,901	9 700	30,928	6 200	48,387
20 500	14,630	16 500	18,182			9 600	31,250	6 100	49,180
20 000	15,000	16 400	18,293	13 000	23,077	9 500	31,579		
19 900	15,075	16 300	18,405	12 900	23,256	9 400	31,915	6 000	50,000
19 800	15,151	16 200	18,519	12 800	23,437	9 300	32,258	5 900	50,847
19 700	15,228	16 100	18,633	12 700	23,622	9 200	32,608	5 800	51,724
19 600	15,306			12 600	23,810	9 100	32,967	5 700	52,631
19 500	15,385	16 000	18,750	12 500	24,000			5 600	53,571
19 400	15,464	15 900	18,868	12 400	24,193	9 000	33,333	5 500	54,545
19 300	15,544	15 800	18,987	12 300	24,390	8 900	33,708	5 400	55,555
19 200	15,625	15 700	19,108	12 200	24,590	8 800	34,091	5 300	56,604
19 100	15,707	15 600	19,231	12 100	24,793	8 700	34,483	5 200	57,692
19 000	15,789	15 500	19,355			8 600	34,884	5 100	58,824
18 900	15,873	15 400	19,480	12 000	25,000	8 500	35,294		
18 800	15,975	15 300	19,608	11 900	25,210	8 400	35,714	5 000	60,000
18 700	16,043	15 200	19,737	11 800	25,424	8 300	36,145	4 900	61,224

I táblázat folytatása)

4800	62,500	2100	142,65	1290	232,56	1020	294,12	760	394,74
4700	63,830			1280	234,38	1010	297,03	750	400,00
4600	65,217	2000	150,00	1270	236,22	1000	300,00	740	405,40
4500	66,667	1900	157,89	1260	238,10			730	410,96
4400	68,182	1800	166,67	1250	240,00	990	303,03	720	416,67
4300	69,767	1700	176,47	1240	241,93	980	306,12	710	422,54
4200	71,429	1600	187,50	1230	243,90	970	309,28	700	428,57
4100	73,171	1500	200,00	1220	245,90	960	312,50		
		1490	201,34	1210	247,93	950	315,79	690	434,78
4000	75,000	1480	202,70	1200	250,00	940	319,15	680	441,18
3900	76,923	1470	204,08			930	322,58	670	447,76
3800	78,947	1460	205,48	1190	252,10	920	326,09	660	454,54
3700	81,080	1450	206,90	1180	254,24	910	329,67	650	461,54
3600	83,333	1440	208,33	1170	256,41	900	333,33	640	468,75
3500	85,714	1430	209,79	1160	258,62			630	476,19
3400	88,235	1420	211,27	1150	260,87	890	337,08	620	483,87
3300	90,909	1410	212,77	1140	263,16	880	340,91	610	491,80
3200	93,750	1400	214,28	1130	265,49	870	344,83	600	500,00
3100	96,774			1120	267,86	860	348,84		
		1390	215,83	1110	270,27	850	352,94	590	508,47
3000	100,00	1380	217,39	1100	272,73	840	357,14	580	517,24
2900	103,45	1370	218,98	1090	275,23	830	361,45	570	526,32
2800	107,14	1360	220,59	1080	277,78	820	365,85	560	535,71
2700	111,11	1350	222,22	1070	280,37	810	370,37	550	545,45
2600	115,38	1340	223,88	1060	283,02	800	375,00	540	555,55
2500	120,00	1330	225,56	1050	285,71			530	566,03
2400	125,00	1320	227,27	1040	288,46	790	379,75	520	576,72
2300	130,43	1310	229,01	1030	291,26	780	384,61	510	588,24
2200	136,36	1300	230,77			770	389,61	500	600,00

2. táblázat. A hullámhossz és a frekvencia átszámítása a 10...100 m-es tartományban, 0,1 m-enként

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
10,1	29,703	20,1	14,925	30,1	9,9667	40,1	7,4813
10,2	29,411	20,2	14,851	30,2	9,9337	40,2	7,4626
10,3	29,126	20,3	14,778	30,3	9,9010	40,3	7,4440
10,4	28,846	20,4	14,706	30,4	9,8685	40,4	7,4258
10,5	28,571	20,5	14,634	30,5	9,8360	40,5	7,4073
10,6	28,301	20,6	14,563	30,6	9,8040	40,6	7,3990
10,7	28,037	20,7	14,493	30,7	9,7720	40,7	7,3710
10,8	27,778	20,8	14,423	30,8	9,7402	40,8	7,3530
10,9	27,522	20,9	14,353	30,9	9,7087	40,9	7,3350
11,0	27,273	21,0	14,285	31,0	9,6774	41,0	7,3175
11,1	27,027	21,1	14,218	31,1	9,6462	41,1	7,2993
11,2	26,786	21,2	14,151	31,2	9,6155	41,2	7,2815
11,3	26,549	21,3	14,085	31,3	9,5847	41,3	7,2638
11,4	26,316	21,4	14,019	31,4	9,5540	41,4	7,2463
11,5	26,087	21,5	13,954	31,5	9,5238	41,5	7,2288
11,6	25,862	21,6	13,889	31,6	9,4936	41,6	7,2115
11,7	25,641	21,7	13,825	31,7	9,4637	41,7	7,1942
11,8	25,424	21,8	13,761	31,8	9,4338	41,8	7,1770
11,9	25,210	21,9	13,699	31,9	9,4044	41,9	7,1600
12,0	25,000	22,0	13,636	32,0	9,3750	42,0	7,1428
12,1	24,793	22,1	13,575	32,1	9,3456	42,1	7,1259
12,2	24,590	22,2	13,514	32,2	9,3166	42,2	7,1090
12,3	24,390	22,3	13,453	32,3	9,2880	42,3	7,0922
12,4	24,193	22,4	13,393	32,4	9,2592	42,4	7,0753
12,5	24,000	22,5	13,333	32,5	9,2308	42,5	7,0588
12,6	23,809	22,6	13,274	32,6	9,2024	42,6	7,0422
12,7	23,662	22,7	13,216	32,7	9,1742	42,7	7,0257
12,8	23,437	22,8	13,158	32,8	9,1464	42,8	7,0093
12,9	23,256	22,9	13,100	32,9	9,1184	42,9	6,9930
13,0	23,077	23,0	13,043	33,0	9,0910	43,0	6,9767
13,1	22,901	23,1	12,987	33,1	9,0634	43,1	6,9605
13,2	22,722	23,2	12,931	33,2	9,0360	43,2	6,9444
13,3	22,556	23,3	12,875	33,3	9,0090	43,3	6,9283
13,4	22,388	23,4	12,820	33,4	8,9820	43,4	6,9124
13,5	22,224	23,5	12,766	33,5	8,9552	43,5	6,8965
13,6	22,059	23,6	12,712	33,6	8,9286	43,6	6,8807
13,7	21,898	23,7	12,658	33,7	8,9020	43,7	6,8650
13,8	21,739	23,8	12,605	33,8	8,8754	43,8	6,8493
13,9	21,583	23,9	12,553	33,9	8,8496	43,9	6,8338
14,0	21,429	24,0	12,500	34,0	8,8234	44,0	6,8182
14,1	21,277	24,1	12,448	34,1	8,7978	44,1	6,8027
14,2	21,127	24,2	12,397	34,2	8,7718	44,2	6,7873
14,3	20,979	24,3	12,345	34,3	8,7464	44,3	6,7720
14,4	20,833	24,4	12,295	34,4	8,7208	44,4	6,7568
14,5	20,690	24,5	12,245	34,5	8,6956	44,5	6,7416
14,6	20,548	24,6	12,194	34,6	8,6704	44,6	6,7265
14,7	20,408	24,7	12,146	34,7	8,6456	44,7	6,7113
14,8	20,270	24,8	12,097	34,8	8,6206	44,8	6,6963
14,9	20,134	24,9	12,048	34,9	8,5958	44,9	6,6813
15,0	20,000	25,0	12,000	35,0	8,5714	45,0	6,6667

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
15,1	19,867	25,1	11,952	35,1	8,5470	45,1	6,6521
15,2	19,737	25,2	11,905	35,2	8,5228	45,2	6,6371
15,3	19,608	25,3	11,858	35,3	8,4986	45,3	6,6225
15,4	19,480	25,4	11,811	35,4	8,4746	45,4	6,6081
15,5	19,355	25,5	11,765	35,5	8,4506	45,5	6,5934
15,6	19,231	25,6	11,719	35,6	8,4270	45,6	6,5790
15,7	19,108	25,7	11,673	35,7	8,4034	45,7	6,5645
15,8	18,987	25,8	11,628	35,8	8,3800	45,8	6,5501
15,9	18,868	25,9	11,583	35,9	8,3566	45,9	6,5360
16,0	18,750	26,0	11,538	36,0	8,3333	46,0	6,5215
16,1	18,633	26,1	11,494	36,1	8,3102	46,1	6,5076
16,2	18,518	26,2	11,450	36,2	8,2872	46,2	6,4935
16,3	18,405	26,3	11,407	36,3	8,2644	46,3	6,4794
16,4	18,293	26,4	11,364	36,4	8,2416	46,4	6,4654
16,5	18,182	26,5	11,320	36,5	8,2192	46,5	6,4516
16,6	18,072	26,6	11,278	36,6	8,1968	46,6	6,4377
16,7	17,964	26,7	11,236	36,7	8,1744	46,7	6,4239
16,8	17,857	26,8	11,194	36,8	8,1522	47,8	6,4101
16,9	17,751	26,9	11,152	36,9	8,1300	46,9	6,3966
17,0	17,647	27,0	11,111	37,0	8,1082	47,0	6,3830
17,1	17,544	27,1	11,070	37,1	8,0865	47,1	6,3694
17,2	17,442	27,2	11,029	37,2	8,0646	47,2	6,3560
17,3	17,341	27,3	10,989	37,3	8,0428	47,3	6,3425
17,4	17,241	27,4	10,949	37,4	8,0214	47,4	6,3290
17,5	17,143	27,5	10,909	37,5	8,0000	47,5	6,3158
17,6	17,046	27,6	10,869	37,6	9,9787	47,6	6,3023
17,7	16,949	27,7	10,830	37,7	7,9576	47,7	6,2893
17,8	16,854	27,8	10,792	37,8	7,9365	47,8	6,2761
17,9	16,760	27,9	10,753	37,9	7,9155	47,9	6,2630
18,0	16,667	28,0	10,714	38,0	7,8948	48,0	6,2500
18,1	16,575	28,1	10,676	38,1	7,8740	48,1	6,2369
18,2	16,483	28,2	10,638	38,2	7,8534	48,2	6,2240
18,3	16,393	28,3	10,600	38,3	7,8328	48,3	6,2111
18,4	16,305	28,4	10,563	38,4	7,8125	48,4	6,1983
18,5	16,217	28,5	10,526	38,5	7,7922	48,5	6,1856
18,6	16,129	28,6	10,489	38,6	7,7720	48,6	6,1723
18,7	16,043	28,7	10,453	38,7	7,7520	48,7	6,1602
18,8	15,957	28,8	10,417	38,8	7,7320	48,8	6,1476
18,9	15,873	28,9	10,381	38,9	7,7120	48,9	6,1350
19,0	15,790	29,0	10,345	39,0	7,6923	49,0	6,1224
19,1	15,707	29,1	10,309	39,1	7,6723	49,1	6,1100
19,2	15,625	29,2	10,274	39,2	7,6530	49,2	6,0974
19,3	15,544	29,3	10,239	39,3	7,6336	49,3	6,0851
19,4	15,464	29,4	10,204	39,4	7,6142	49,4	6,0731
19,5	15,385	29,5	10,170	39,5	7,5948	49,5	6,0606
19,6	15,306	29,6	10,135	39,6	7,5757	49,6	6,0484
19,7	15,228	29,7	10,101	39,7	7,5567	49,7	6,0361
19,8	15,151	29,8	10,067	39,8	7,5377	49,8	6,0241
19,9	15,076	29,9	10,033	39,9	7,5188	49,9	6,0120
20,0	15,000	30,0	10,000	40,0	7,5000	50,0	6,0000

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
50,1	5,9880	60,1	4,9917	70,1	4,2796	80,1	3,7453	90,1	3,3297
50,2	5,9761	60,2	4,9833	70,2	4,2735	80,2	3,7407	90,2	3,3260
50,3	5,9641	60,3	4,9751	70,3	4,2674	80,3	3,7359	90,3	3,3222
50,4	5,9537	60,4	4,9669	70,4	4,2614	80,4	3,7312	90,4	3,3185
50,5	5,9406	60,5	4,9586	70,5	4,2553	80,5	3,7267	90,5	3,3149
50,6	5,9289	60,6	4,9505	70,6	4,2493	80,6	3,7220	90,6	3,3112
50,7	5,9171	60,7	4,9423	70,7	4,2433	80,7	3,7175	90,7	3,3076
50,8	5,9056	60,8	4,9342	70,8	4,2373	80,8	3,7129	90,8	3,3039
50,9	5,8939	60,9	4,9261	70,9	4,2313	80,9	3,7083	90,9	3,3003
51,0	5,8825	61,0	4,9180	71,0	4,2253	81,0	3,7037	91,0	3,2967
51,1	5,8709	61,1	4,9100	71,1	4,2194	81,1	3,6992	91,1	3,2931
51,2	5,8594	61,2	4,9020	71,2	4,2135	81,2	3,6946	91,2	3,2894
51,3	5,8479	61,3	4,8940	71,3	4,2076	81,3	3,6900	91,3	3,2858
51,4	5,8380	61,4	4,8860	71,4	4,2017	81,4	3,6855	91,4	3,2822
51,5	5,8251	61,5	4,8780	71,5	4,1957	81,5	3,6809	91,5	3,2787
51,6	5,8139	61,6	4,8701	71,6	4,1900	81,6	3,6765	91,6	3,2751
51,7	5,8027	61,7	4,8622	71,7	4,1841	81,7	3,6720	91,7	2,2715
51,8	5,7916	61,8	4,8543	71,8	4,1783	81,8	3,6675	91,8	3,2680
51,9	5,7803	61,9	4,8466	71,9	4,1725	81,9	3,6630	91,9	3,2644
52,0	5,7690	62,0	4,8387	72,0	4,1667	82,0	3,6586	92,0	3,2608
52,1	5,7581	62,1	4,8309	72,1	4,1608	82,1	3,6541	92,1	3,2573
52,2	5,7471	62,2	4,8231	72,2	4,1551	82,2	3,6497	92,2	3,2538
52,3	5,7361	62,3	4,8153	72,3	4,1494	82,3	3,6452	92,3	3,2503
52,4	5,7252	62,4	4,8078	72,4	4,1436	82,4	3,6408	92,4	3,2468
52,5	5,7142	62,5	4,8000	72,5	4,1379	82,5	3,6364	92,5	3,2432
52,6	5,7034	62,6	4,7923	72,6	4,1322	82,6	3,6319	92,6	3,2397
52,7	5,6926	62,7	4,7847	72,7	4,1266	82,7	3,6275	92,7	3,2362
52,8	5,6821	62,8	4,7770	72,8	4,1209	82,8	3,6232	92,8	3,2327
52,9	5,6710	62,9	4,7694	72,9	4,1152	82,9	3,6188	92,9	3,2292
53,0	5,6600	63,0	4,7619	73,0	4,1096	83,0	3,6144	93,0	3,2258
53,1	5,6497	63,1	4,7543	73,1	4,1039	83,1	3,6101	93,1	3,2223
53,2	5,6391	63,2	4,7468	73,2	4,0984	83,2	3,6057	93,2	3,2188
53,3	5,6285	63,3	4,7393	73,3	4,0928	83,3	3,6014	93,3	3,2154
53,4	5,6180	63,4	4,7319	73,4	4,0872	83,4	3,5971	93,4	3,2119
53,5	5,6075	63,5	4,7244	73,5	4,0816	83,5	3,5927	93,5	3,2086
53,6	5,5970	63,6	4,7169	73,6	4,0761	83,6	3,5885	93,6	3,2051
53,7	5,5866	63,7	4,7095	73,7	4,0706	83,7	3,5842	93,7	3,2017
53,8	5,5762	63,8	4,7022	73,8	4,0650	83,8	3,5800	93,8	3,1983
53,9	5,5659	63,9	4,6948	73,9	4,0595	83,9	3,5757	93,9	3,1948
54,0	5,5556	64,0	4,6875	74,0	4,0541	84,0	3,5714	94,0	3,1915
54,1	5,5453	64,1	4,6801	74,1	4,0485	84,1	3,5672	94,1	3,1881
54,2	5,5350	64,2	4,6728	74,2	4,0432	84,2	3,5629	94,2	3,1847
54,3	5,5249	64,3	4,6657	74,3	4,0376	84,3	3,5587	94,3	3,1814
54,4	5,5146	64,4	4,6583	74,4	4,0323	84,4	3,5545	94,4	3,1789
54,5	5,5045	64,5	4,6511	74,5	4,0268	84,5	3,5503	94,5	3,1746
54,6	5,4945	64,6	4,6440	74,6	4,0215	84,6	3,5461	94,6	3,1712
54,7	5,4844	64,7	4,6368	74,7	4,0161	84,7	3,5419	94,7	3,1679
54,8	5,4745	64,8	4,6296	74,8	4,0107	83,8	3,5377	94,8	3,1645
54,9	5,4645	64,9	4,6226	74,9	4,0054	84,9	3,5335	94,9	3,1612
55,0	5,4546	65,0	4,6154	75,0	4,0000	85,0	3,5294	95,0	3,1579

m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz	m	MHz
55,1	5,4447	65,1	4,6083	75,1	3,9946	85,1	3,5252	95,1	3,1546
55,2	5,4347	65,2	4,6012	75,2	3,9894	85,2	3,5211	95,2	3,1512
55,3	5,4249	65,3	4,5943	75,3	3,9841	85,3	3,5170	95,3	3,1480
55,4	5,4151	65,4	4,5871	75,4	3,9788	85,4	3,5128	95,4	3,1446
55,5	5,4054	65,5	4,5801	75,5	3,9735	85,5	3,5087	95,5	3,1414
55,6	5,3957	65,6	4,5732	75,6	3,9683	85,6	3,5047	95,6	3,1381
55,7	5,3859	65,7	4,5661	75,7	3,9630	85,7	3,5005	95,7	3,1348
55,8	5,3764	65,8	4,5592	75,8	3,9577	85,8	3,4965	95,8	3,1315
55,9	5,3667	65,9	4,5523	75,9	3,9525	85,9	3,4925	95,9	3,1282
56,0	5,3571	66,0	4,5455	76,0	3,9474	86,0	3,4883	96,0	3,1250
56,1	5,3476	66,1	4,5386	76,1	3,9422	86,1	3,4843	96,1	3,1218
56,2	5,3380	66,2	4,5317	76,2	3,9370	86,2	3,4802	96,2	3,1184
56,3	5,3286	66,3	4,5249	76,3	3,9319	86,3	3,4762	96,3	3,1152
56,4	5,3191	66,4	4,5180	76,4	3,9267	86,4	3,4722	96,4	3,1120
56,5	5,3096	66,5	4,5113	76,5	3,9215	86,5	3,4682	96,5	3,1088
56,6	5,3002	66,6	4,5046	76,6	3,9165	86,6	3,4642	96,6	3,1056
56,7	5,2910	66,7	4,4977	76,7	3,9113	86,7	3,4602	96,7	3,1024
56,8	5,2816	66,8	4,4910	76,8	3,9063	86,8	3,4562	96,8	3,0991
56,9	5,2724	66,9	4,4842	76,9	3,9011	86,9	3,4522	96,9	3,0960
57,0	5,2632	67,0	4,4777	77,0	3,8961	87,0	3,4482	97,0	3,0928
57,1	5,2539	67,1	4,4710	77,1	3,8910	87,1	3,4443	97,1	3,0896
57,2	5,2447	67,2	4,4643	77,2	3,8860	87,2	3,4403	97,2	3,0864
57,3	5,2356	67,3	4,4576	77,3	3,8810	87,3	3,4365	97,3	3,0833
57,4	5,2265	67,4	4,4510	77,4	3,8760	87,4	3,4325	97,4	3,0801
57,5	5,2174	67,5	4,4444	77,5	3,8710	87,5	3,4285	97,5	3,0769
57,6	5,2084	67,6	4,4378	77,6	3,8660	87,6	3,4247	97,6	3,0738
57,7	5,1993	67,7	4,4313	77,7	3,8610	87,7	3,4208	97,7	3,0706
57,8	5,1903	67,8	4,4248	77,8	3,8560	87,8	3,4169	97,8	3,0675
57,9	5,1814	67,9	4,4182	77,9	3,8511	87,9	3,4139	97,9	3,0644
58,0	5,1724	68,0	4,4117	78,0	3,8462	88,0	3,4091	98,0	3,0612
58,1	5,1634	68,1	4,4052	78,1	3,8413	88,1	3,4052	98,1	3,0581
58,2	5,1547	68,2	4,3988	78,2	3,8363	88,2	3,4013	98,2	3,0550
58,3	5,1457	68,3	4,3924	78,3	3,8314	88,3	3,3975	98,3	3,0519
58,4	5,1370	68,4	4,3859	78,4	3,8265	88,4	3,3937	98,4	3,0487
58,5	5,1281	68,0	4,3796	78,5	3,8216	88,5	3,3898	98,5	3,0456
58,6	5,1193	68,6	4,3732	78,6	3,8168	88,6	3,3860	98,6	3,0425
58,7	5,1107	68,7	4,3668	78,7	3,8120	88,7	3,3822	98,7	3,0395
58,8	5,1020	68,8	4,3604	78,8	3,8071	88,8	3,3784	98,8	3,0364
58,9	5,0933	68,9	4,3541	78,9	3,8023	88,9	3,3745	98,9	3,0333
59,0	5,0846	69,0	4,3478	79,0	3,7975	89,0	3,3708	99,0	3,0303
59,1	5,0761	69,1	4,3415	79,1	3,7926	89,1	3,3670	99,1	3,0273
59,2	5,0676	69,2	4,3352	79,2	3,7878	89,2	3,3632	99,2	3,0242
59,3	5,0591	69,3	4,3290	79,3	3,7831	89,3	3,3595	99,3	3,0211
59,4	5,0504	69,4	4,3227	79,4	3,7783	89,4	3,3557	99,4	3,0181
59,5	5,0420	69,5	4,3166	79,5	3,7735	89,5	3,3520	99,5	3,0151
59,6	5,0335	69,6	4,3103	79,6	3,7688	89,6	3,3482	99,6	3,0121
59,7	5,0251	69,7	4,3042	79,7	3,7641	89,7	3,3445	99,7	3,0090
59,8	5,0167	69,8	4,2978	79,8	3,7594	89,8	3,3407	99,8	3,0060
59,9	5,0083	69,9	4,2918	79,9	3,7547	89,9	3,3370	99,9	3,0030
60,0	5,0000	70,0	4,2857	80,0	3,7500	90,0	3,3333	100,0	3,0000



### 3. táblázat. Az amatőrsávok

Az 1947-ben Atlantic Cityben megtartott konferencia az I. körzetben a következő frekvenciasávokat jelölte ki az amatőrforgalom céljára:

3 500 ... 3 800 kHz	=80	m-es sáv ( 85,7 ... 79,0 m)
7 000 ... 7 150 kHz	=40	m-es sáv ( 42,9 ... 42,0 m)
14 000 ... 14 350 kHz	=20	m-es sáv ( 21,43 ... 20,9 m)
21 000 ... 21 450 kHz	=15	m-es sáv ( 14,29 ... 14,0 m)
28 000 ... 29 700 kHz	=10	m-es sáv ( 10,71 ... 10,1 m)
144 ... 146 MHz	= 2	m-es sáv (208,3 ... 205,5 cm)
420 ... 460 MHz	=70	cm-es sáv ( 71,5 ... 65,2 cm)
1 215 ... 1 300 MHz	=24	cm-es sáv ( 24,69 ... 23,08 cm)
2 300 ... 2 450 MHz	=12	cm-es sáv ( 13,04 ... 12,24 cm)

E sávokon belül az I. körzet államai részben eltérő mértékben szabadították fel amatőreik részére a frekvenciatartományokat. A 160 m-es sávot azért nem vettük fel, mert egyes országokban csak teljesítménykorlátozással használható. A centiméteres hullámtartományban további sávok is vannak.

### 4. táblázat. Az amatőrsávok frekvenciáinak felharmonikusai MHz-ben

Amatőrsáv	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
80 m	3,5	7,0	10,5	14,0	17,5	21,0	24,5	28,0	31,5	35,0
	3,6	7,2	10,8	14,4	18,0	21,6	25,2	28,8	32,4	36,0
	3,7	7,4	11,1	14,8	18,5	22,2	25,9	29,6	33,3	37,0
	3,8	7,6	11,4	15,2	19,0	22,8	26,6	30,4	34,2	38,0
40 m	7,0	14,0	21,0	28,0	35,0	42,0	49,0	56,0	63,0	70,0
	7,05	14,1	21,15	28,2	35,25	42,3	49,35	56,4	63,45	70,5
	7,1	14,2	21,3	28,4	35,5	42,6	49,7	56,8	63,9	71,0
	7,15	14,3	21,45	28,6	35,75	42,9	50,05	57,2	64,35	71,5
20 m	14,0	28,0	42,0	56,0	70,0	84,0	98,0	112,0	126,0	140,0
	14,1	28,2	42,3	56,4	70,5	84,6	98,7	112,8	126,9	141,0
	14,2	28,4	42,6	56,8	71,0	85,2	99,4	113,6	127,8	142,0
	14,3	28,6	42,9	57,2	71,5	85,8	100,1	114,4	128,7	143,0
	14,35	28,7	43,05	57,4	71,75	86,1	100,45	114,8	129,15	143,5
15 m	21,0	42,0	63,0	84,0	105,0	126,0	147,0	168,0	189,0	210,0
	21,1	42,2	63,3	84,4	105,5	126,6	147,7	168,8	189,9	211,0
	21,2	42,4	63,6	84,8	106,0	127,2	148,4	169,6	190,8	212,0
	21,3	42,6	63,9	85,2	106,5	127,8	149,1	170,4	191,7	213,0
	21,4	42,8	64,2	85,6	107,0	128,4	149,9	171,2	192,6	214,0
	21,45	42,9	64,35	85,8	107,25	128,7	150,15	171,6	193,05	214,5
10 m	28,0	56,0	84,0	112,0	140,0	168,0	196,0	224,0	252,0	280,0
	28,5	57,0	85,5	114,0	142,5	171,0	199,5	228,0	256,5	285,0
	29,0	58,0	87,0	116,0	145,0	174,0	203,0	232,0	261,0	290,0
	29,7	59,4	89,1	118,8	148,5	178,2	207,9	237,6	267,3	297,0
2 m	144,0	288,0	432,0	576,0	720,0	864,0	1008,0	1152,0	1296,0	1440,0
	146,0	292,0	438,0	584,0	730,0	876,0	1022,0	1168,0	1314,0	1460,0

5. táblázat. A sugárzók mechanikai hossza a rövidhullámú amatőrsávok tartományában félhullámos lépcsőkben

80 m				λ	28 000 kHz	29 000 kHz	29 700 kHz
λ	3500 kHz	3600 kHz	3800 kHz				
0,5	40,71 m	39,58 m	37,50 m				
1,0	83,57 m	81,25 m	76,97 m				
1,5	126,43 m	122,92 m	116,45 m				
2,0	169,28 m	164,58 m	155,92 m				
2,5	212,14 m	206,25 m	195,39 m				
3,0	255,00 m	247,92 m	234,87 m				
40 m							
λ	7000 kHz	7100 kHz					
0,5	20,36 m	20,07 m					
1,0	41,78 m	41,19 m					
1,5	63,21 m	62,32 m					
2,0	84,64 m	83,45 m					
2,5	106,07 m	104,58 m					
3,0	127,50 m	125,70 m					
3,5	148,93 m	146,83 m					
4,0	170,35 m	167,95 m					
20 m							
λ	14 000 kHz	14 350 kHz					
0,5	10,18 m	9,93 m					
1,0	20,88 m	20,38 m					
1,5	31,60 m	30,84 m					
2,0	42,32 m	41,29 m					
2,5	53,03 m	51,74 m					
3,0	63,04 m	62,19 m					
3,5	74,46 m	72,64 m					
4,0	85,18 m	83,09 m					
4,5	95,90 m	93,54 m					
5,0	106,60 m	103,99 m					
5,5	117,32 m	114,44 m					
6,0	128,04 m	124,89 m					
6,5	138,75 m	135,34 m					
7,0	149,46 m	145,79 m					
7,5	160,18 m	156,24 m					
8,0	170,90 m	166,69 m					
15 m							
λ	21 000 kHz	21 450 kHz					
0,5	6,78 m	6,64 m					
1,0	13,93 m	13,64 m					
1,5	21,07 m	20,63 m					
2,0	28,21 m	27,52 m					
2,5	35,36 m	34,52 m					
3,0	42,50 m	41,51 m					
3,5	49,64 m	48,60 m					
4,0	56,79 m	55,60 m					
4,5	63,93 m	62,59 m					
5,0	71,07 m	69,58 m					
5,5	78,21 m	76,57 m					
6,0	85,36 m	83,57 m					
6,5	92,50 m	90,56 m					
7,0	99,64 m	97,55 m					
7,5	106,79 m	104,55 m					
8,0	113,93 m	111,54 m					
8,5	121,05 m	118,53 m					
9,0	128,21 m	125,52 m					
9,5	135,36 m	132,52 m					
10,0	142,50 m	139,51 m					
10 m							
λ	28 000 kHz	29 000 kHz	29 700 kHz				
0,5	5,04 m	4,96 m	4,75 m				
1,0	10,39 m	10,03 m	9,80 m				
1,5	15,75 m	15,21 m	14,85 m				
2,0	21,11 m	20,38 m	19,90 m				
2,5	26,46 m	25,55 m	24,95 m				
3,0	31,82 m	30,72 m	30,00 m				
3,5	37,18 m	35,90 m	35,05 m				
4,0	42,54 m	41,07 m	40,10 m				
4,5	47,89 m	46,24 m	45,15 m				
5,0	53,25 m	51,41 m	50,20 m				
5,5	58,61 m	56,58 m	55,25 m				
6,0	63,96 m	61,76 m	60,30 m				
6,5	69,32 m	66,93 m	65,35 m				
7,0	74,68 m	72,10 m	70,40 m				
7,5	80,04 m	77,27 m	75,45 m				
8,0	85,39 m	82,45 m	80,50 m				
8,5	90,75 m	87,62 m	85,55 m				
9,0	96,11 m	92,79 m	90,60 m				
9,5	101,46 m	97,97 m	95,65 m				
10,0	106,82 m	103,14 m	100,70 m				
10,5	112,18 m	108,31 m	105,76 m				
11,0	117,53 m	113,48 m	110,81 m				
11,5	122,89 m	118,66 m	115,86 m				
12,0	142,61 m	137,62 m	134,38 m				

6. táblázat. Az antennaelemek hosszának átszámítása  $\lambda/2$  és  $1\lambda$ -ra vonatkoztatva

Az elem hossza $\lambda/2$ -re		Az elem hossza $1\lambda$ -ra	
$(\lambda/2) \cdot 1,0 = \frac{150\ 000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,87 = \frac{130\ 500}{f}$	$1,0\lambda = \frac{300\ 000}{f}$	$0,87\lambda = \frac{261\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,99 = \frac{148\ 500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,86 = \frac{129\ 000}{f}$	$0,99\lambda = \frac{297\ 000}{f}$	$0,86\lambda = \frac{258\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,98 = \frac{147\ 000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,85 = \frac{127\ 500}{f}$	$0,98\lambda = \frac{294\ 000}{f}$	$0,85\lambda = \frac{255\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,97 = \frac{145\ 500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,84 = \frac{126\ 000}{f}$	$0,97\lambda = \frac{291\ 000}{f}$	$0,84\lambda = \frac{252\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,96 = \frac{144\ 000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,83 = \frac{124\ 500}{f}$	$0,96\lambda = \frac{288\ 000}{f}$	$0,83\lambda = \frac{249\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,95 = \frac{142\ 500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,82 = \frac{123\ 000}{f}$	$0,95\lambda = \frac{285\ 000}{f}$	$0,82\lambda = \frac{246\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,94 = \frac{141\ 000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,81 = \frac{121\ 500}{f}$	$0,94\lambda = \frac{282\ 000}{f}$	$0,81\lambda = \frac{243\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,93 = \frac{139\ 500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,80 = \frac{120\ 000}{f}$	$0,93\lambda = \frac{279\ 000}{f}$	$0,80\lambda = \frac{240\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,92 = \frac{138\ 000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,79 = \frac{118\ 500}{f}$	$0,92\lambda = \frac{276\ 000}{f}$	$0,79\lambda = \frac{237\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,91 = \frac{136\ 500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,78 = \frac{117\ 000}{f}$	$0,91\lambda = \frac{273\ 000}{f}$	$0,78\lambda = \frac{234\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,90 = \frac{135\ 000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,77 = \frac{115\ 500}{f}$	$0,90\lambda = \frac{270\ 000}{f}$	$0,77\lambda = \frac{231\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,89 = \frac{133\ 500}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,76 = \frac{114\ 000}{f}$	$0,89\lambda = \frac{267\ 000}{f}$	$0,76\lambda = \frac{228\ 000}{f}$
$(\lambda/2) \cdot 0,88 = \frac{132\ 000}{f}$	$(\lambda/2) \cdot 0,75 = \frac{112\ 500}{f}$	$0,88\lambda = \frac{264\ 000}{f}$	$0,75\lambda = \frac{225\ 000}{f}$

Az eredmények számértéke mm-ben;  $f$  MHz-ben értendő

7. táblázat. Viszonylagos feszültség-, áram- és teljesítményarány decibelben

dB	$\frac{U_1 \cdot I_1}{U_1' \cdot I_1'}$	$\frac{P_1}{P_2}$	dB	$\frac{U_1 \cdot I_1}{U_1' \cdot I_1'}$	$\frac{P_1}{P_2}$
-20	0,100	0,010	8	2,51	6,31
-19	0,112	0,013	9	2,82	7,94
-18	0,126	0,016	10	3,16	10,00
-17	0,141	0,020	11	3,55	12,59
-16	0,158	0,025	12	3,98	15,85
-15	0,178	0,032	13	4,47	19,96
-14	0,200	0,040	14	5,01	25,12
-13	0,224	0,050	15	5,62	31,63
-12	0,251	0,063	16	6,31	39,8
-11	0,282	0,079	17	7,08	50,1
-10	0,316	0,100	18	7,95	62,1
-9	0,355	0,126	19	8,91	79,4
-8	0,398	0,158	20	10,00	100,0
-7	0,447	0,200	22	12,59	158,5
-6	0,501	0,251	24	15,85	251,2
-5	0,562	0,316	26	19,95	398,1
-4	0,631	0,397	28	25,12	631,0
-3	0,708	0,501	30	31,6	1 000
-2	0,795	0,621	35	56,2	3 165
-1	0,891	0,794	40	100	10 000
0	1,000	1,000	45	177,83	31 620
1	1,122	1,259	50	316,23	10 <sup>5</sup>
2	1,259	1,585	60	1 000	10 <sup>6</sup>
3	1,413	1,995	70	3 162,3	10 <sup>7</sup>
4	1,585	2,512	80	10 000	10 <sup>8</sup>
5	1,778	3,163	90	31 623	10 <sup>8</sup>
6	1,995	3,980	100	10 <sup>5</sup>	10 <sup>10</sup>
7	2,24	5,01			

8. táblázat. Feszültség-, áram- és teljesítményarány neperben

Neper	Feszültség- vagy áramarány	Teljesítmény- arány	Decibel	Neper	Feszültség vagy áramarány	Teljesítmény- arány	Decibel
Np	$\frac{U_1/U_2}{I_1/I_2}$	$P_1/P_2$	dB	Np	$\frac{U_1/U_2}{I_1/I_2}$	$P_1/P_2$	dB
0,0	1,0	1,0	0,0	2,2	9,025	81,45	19,1
0,1	1,105	1,221	0,87	2,4	11,02	121,50	21,0
0,2	1,221	1,492	1,74	2,6	13,46	181,3	22,6
0,3	1,350	1,822	2,61	2,8	16,44	270,4	24,3
0,4	1,492	2,226	3,47	3,0	20,09	403,4	26,1
0,5	1,649	2,718	4,48	3,2	24,53	601,8	27,8
0,6	1,822	3,320	5,21	3,4	29,96	897,8	29,5
0,7	2,014	4,055	6,08	3,6	36,60	1 339	31,3
0,8	2,226	4,953	6,95	3,8	44,70	1 998	33,0
0,9	2,460	6,050	7,81	4,0	54,60	2 981	34,7
1,0	2,718	7,389	8,69	4,2	66,69	4 447	36,5
1,1	3,004	9,025	9,55	4,4	81,45	6 634	38,2
1,2	3,320	11,02	10,4	4,6	99,48	9 897	40,0
1,3	3,669	13,46	11,3	4,8	121,5	14 770	41,7
1,4	4,055	16,44	12,2	5,0	148,5	22 030	43,4
1,5	4,482	20,09	13,0	5,2	181,3	32 860	45,2
1,6	4,953	24,53	13,9	5,4	221,4	49 020	46,9
1,7	5,475	29,96	14,8	5,6	270,4	73 130	48,6
1,8	6,050	36,60	15,6	5,8	330,3	109 100	50,4
1,9	6,686	44,70	16,5	6,0	403,4	162 750	52,1
2,0	7,389	54,60	17,4				

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

9. táblázat. A neper átszámítása decibelre és a decibel átszámítása neperre

Neper		→		decibel		Decibel		→		neper	
Np	dB	Np	dB	Np	dB	dB	Np	dB	Np	dB	Np
0,1	0,869	4,1	35,6	8,1	70,4	1	0,115	41	4,72	81	9,32
0,2	1,74	4,2	36,5	8,2	71,2	2	0,230	42	4,84	82	9,44
0,3	2,61	4,3	37,3	8,3	72,1	3	0,345	43	4,95	83	9,55
0,4	3,47	4,4	38,2	8,4	73,0	4	0,460	44	5,06	84	9,67
0,5	4,34	4,5	39,1	8,5	73,8	5	0,576	45	5,18	85	9,79
0,6	5,21	4,6	40,0	8,6	74,7	6	0,691	46	5,30	86	9,90
0,7	6,08	4,7	40,8	8,7	75,6	7	0,806	47	5,41	87	10,0
0,8	6,95	4,8	41,7	8,8	76,4	8	0,921	48	5,52	88	10,1
0,9	7,82	4,9	42,6	8,9	77,3	9	1,04	49	5,64	89	10,2
1,0	8,69	5,0	43,4	9,0	78,2	10	1,15	50	5,76	90	10,4
1,1	9,55	5,1	44,3	9,1	79,0	11	1,27	51	5,87	91	10,5
1,2	10,4	5,2	45,2	9,2	79,9	12	1,38	52	5,99	92	10,6
1,3	11,3	5,3	46,0	9,3	80,8	13	1,50	53	6,10	93	10,7
1,4	12,2	5,4	46,9	9,4	81,6	14	1,61	54	6,22	94	10,8
1,5	13,0	5,5	47,8	9,5	82,5	15	1,73	55	6,33	95	10,9
1,6	13,9	5,6	48,6	9,6	83,4	16	1,84	56	6,45	96	11,0
1,7	14,8	5,7	49,5	9,7	84,3	17	1,96	57	6,56	97	11,2
1,8	15,6	5,8	50,4	9,8	85,1	18	2,07	58	6,68	98	11,3
1,9	16,5	5,9	51,2	9,9	86,0	19	2,19	59	6,79	99	11,4
2,0	17,4	6,0	52,1	10,0	86,9	20	2,30	60	6,91	100	11,5
2,1	18,2	6,1	53,0	10,1	87,7	21	2,42	61	7,02	101	11,6
2,2	19,1	6,2	53,9	10,2	88,6	22	2,53	62	7,14	102	11,7
2,3	20,0	6,3	54,7	10,3	89,5	23	2,65	63	7,25	103	11,9
2,4	20,8	6,4	55,6	10,4	90,3	24	2,76	64	7,37	104	12,0
2,5	21,7	6,5	56,5	10,5	91,2	25	2,88	65	7,48	105	12,1
2,6	22,6	6,6	57,3	10,6	92,1	26	2,99	66	7,60	106	12,2
2,7	23,5	6,7	58,2	10,7	92,9	27	3,11	67	7,71	107	12,3
2,8	24,3	6,8	59,1	10,8	93,8	28	3,22	68	7,83	108	12,4
2,9	25,2	6,9	59,9	10,9	94,7	29	3,34	69	7,94	109	12,5
3,0	26,1	7,0	60,8	11,0	95,6	30	3,45	70	8,06	110	12,7
3,1	26,9	7,1	61,7	11,1	96,4	31	3,57	71	8,17	111	12,8
3,2	27,8	7,2	62,5	11,2	97,3	32	3,68	72	8,29	112	12,9
3,3	28,7	7,3	63,4	11,3	98,1	33	3,80	73	8,40	113	13,0
3,4	29,5	7,4	64,3	11,4	99,0	34	3,91	74	8,52	114	13,1
3,5	30,4	7,5	65,1	11,5	99,9	35	4,03	75	8,63	115	13,2
3,6	31,1	7,6	66,0	11,6	100,8	36	4,14	76	8,75	116	13,4
3,7	32,3	7,7	66,9	11,7	101,6	37	4,26	77	8,87	117	13,5
3,8	33,0	7,8	67,8	11,8	102,5	38	4,37	78	8,98	118	13,6
3,9	33,9	7,9	68,6	11,9	103,4	39	4,49	79	9,09	119	13,7
4,0	34,8	8,0	69,5	12,0	104,2	40	4,61	80	9,21	120	13,8

10. táblázat. Az OIRT szabvány URH tv-csatornái. Képmóduláció negatív, sorbontás 625. videosáv 6 MHz; a hang frekvenciamodulált

Tv-		Sáv szélesség	Képvivő	Hangvivő	A csatorna közepe	
sáv	csatorna		MHz	frekvencia		frekvenciája
		MHz		MHz	m	
I.	1	48,5...56,5	49,75	56,25	52,5	5,72
	2	58...66	59,25	65,75	62	4,84
II.	3	76...84	77,25	83,75	80	3,75
	4	84...92	85,25	91,75	88	3,41
	5	92...100	93,25	99,75	96	3,13
III.	6	174...182	175,25	181,75	178	1,68
	7	182...190	183,25	189,75	186	1,61
	8	190...198	191,25	197,75	194	1,55
	9	198...206	199,25	205,75	202	1,48
	10	206...214	207,25	213,75	210	1,43
	11	214...222	215,25	221,75	218	1,37
	12	222...230	223,25	229,75	226	1,32

11. táblázat. A CCIR szabvány URH tv-csatornái. Képmóduláció negatív, sorbontás 625. videosáv 5 MHz; a hang frekvenciamodulált

Tv-		Sáv szélesség	Képvivő	Hangvivő	A csatorna közepe	
sáv	csatorna		MHz	frekvencia		frekvenciája
		MHz		MHz	m	
I.	2	47...54	48,25	53,75	50,5	5,96
	3	54...61	55,25	60,75	57,5	5,23
	4	61...86	62,25	67,75	64,5	4,66
III.	5	174...181	175,25	180,75	177,5	1,69
	6	181...188	182,25	187,75	184,5	1,62
	7	188...195	189,25	194,75	191,5	1,56
	8	195...202	196,25	201,75	198,5	1,51
	9	202...209	203,25	208,75	205,5	1,46
	10	209...216	210,25	215,75	212,5	1,41
	11	216...223	217,25	222,75	219,5	1,36
	12	223...230	224,25	229,75	226,5	1,33

12. táblázat. A tv adóállomások hálózatának bővülésével, a második tv-műsor beindításával, az URH tv-sáv csatornáinak száma már szükséges bizonyul. Az újabban létesítendő tv-adókat — az adóállomások kölcsönös zavarásának megakadályozása céljából — a DMH tv-csatornákon üzemeltetik. A DMH csatornákon világszerte általában a második tv-műsort sugározzák. A IV. és V. tv-sáv csatornáit az alábbi táblázat adja meg. Ezeket a 8 MHz-es tv-csatornákat mind az OIRT, mind a CCIR szabvány előírja. A CCIR adó esetén azonban a táblázatban megadott hangvívő frekvenciák 1 MHz-cel kisebbek

Tv-		Sávzélesség MHz	Képvívő	Hangvívő	Közepes hullámhossz kb. cm
sáv	csatorna		frekvencia MHz		
IV.	21	470...478	471,25	477,75	63
	22	478...486	479,25	485,75	62,5
	23	486...494	487,25	493,25	61
	24	494...502	495,25	501,75	60
	25	502...510	503,25	509,75	59
	26	510...518	511,25	517,75	58
	27	518...526	519,25	525,75	57,5
	28	526...534	527,25	533,75	56,5
	29	534...542	535,25	541,75	55,5
	30	542...550	543,25	549,75	55
	31	550...558	551,25	557,75	54
	32	558...566	559,25	565,75	53
	33	566...574	567,25	573,75	52,5
	34	574...582	575,25	581,75	51,5
V.	35	582...590	583,25	589,75	51
	36	590...598	591,25	597,75	50,5
	37	598...606	599,25	605,75	50
	38	606...614	607,25	613,75	49
	39	614...622	615,25	621,75	48,5
	40	622...630	623,25	629,75	48
	41	630...638	631,25	637,75	47
	42	638...646	639,25	645,75	46,5
	43	646...654	647,25	653,75	46
	44	654...662	655,25	661,75	45,5
	45	662...670	663,25	669,75	45
	46	670...678	671,25	677,75	44,5
	47	678...686	679,25	685,75	44
	48	686...694	687,25	693,75	43,5
	49	694...702	695,25	701,75	43
	50	702...710	703,25	709,75	42,5
	51	710...718	711,25	717,75	42
	52	718...726	719,25	725,75	41,5
	53	726...734	727,25	733,75	41
	54	734...742	735,25	741,75	40,5
	55	742...750	743,25	749,75	40,3
	56	750...758	751,25	757,75	39,8
	57	758...766	759,25	765,75	39,3
	58	766...774	767,25	773,75	38,9
	59	774...782	775,25	781,75	38,5
	60	782...790	783,25	789,75	38,2
	61	790...798	791,25	797,75	37,9
	62	798...806	799,25	805,75	37,5
	63	806...814	807,25	813,75	37,1
	64	814...822	815,25	821,75	36,7
	65	822...830	823,25	829,75	36,4
	66	830...838	831,25	837,75	36,1
	67	838...846	839,25	845,75	35,7
	68	846...854	847,25	853,75	35,4



**13. táblázat.** A régi angol tv-szabvány URH csatornái. Képmóduláció pozitív, sorbontás 405, videosáv 3 MHz; a hang amplitúdómódulált

Csatorna	Képvivő	Hangvivő	Csatorna	Képvivő	Hangvivő
	MHz	MHz		MHz	MHz
1.	45,00	41,50	8.	189,75	186,26
2.	51,75	48,25	9.	194,75	191,25
3.	56,75	53,25	10.	199,75	196,25
4.	61,75	28,25	11.	204,75	201,25
5.	66,75	63,25	12.	209,75	206,25
6.	179,75	176,25	13.	214,75	211,25
7.	184,75	181,25	14.	219,75	216,25

**14. táblázat.** Francia tv-szabvány URH csatornái  
Képmóduláció pozitív, sorbontás 819, a hang amplitúdómódulált

Csatorna	Képvivő	Hangvivő	Csatorna	Képvivő	Hangvivő
	MHz	MHz		MHz	MHz
1.	46,00	42,00	8.	185,25	174,10
2.	52,40	41,25	8A	186,55	175,40
3.	56,15	67,30	9.	190,30	201,45
4.	65,55	54,40	10.	199,70	188,55
5.	164,00	175,15	11.	203,45	214,60
6.	173,40	162,25	12.	212,85	201,70
7.	177,15	188,30			

**15. táblázat.** Olasz tv-szabvány URH csatornái (Az adási rendszer a CCIR szerinti)

Csatorna	Képvivő	Hangvivő	Csatorna	Képvivő	Hangvivő
	MHz	MHz		MHz	MHz
A	53,75	59,25	E	184,75	189,25
B	62,25	67,75	F	192,25	197,75
C	82,25	87,75	G	201,25	206,75
D	175,25	180,75	H	210,25	215,75
			H1	217,25	222,75

**16. táblázat. Koaxiális kábelek**  
Az NDK-beli VEB Kabelwerk (Vacha) gyártmányai

<b>50 Ω hullámellenállású kábelek</b>			
	50-2-1	50-3-1	50-7-2
Új jelölése	3006.1	3007.1	3008.1
Régi jelölése	Rézlitze	Rézlitze	Rézlitze
Belső vezető	0,5	0,9	2,3
Névleges átmérő, mm	Poliétilén	Poliétilén	Poliétilén
Dielektrikum	1,5	2,95	7,25
Névleges átmérő, mm	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés
Külső vezető	PVC	PVC	PVC
Védőburkolat	3,2	5,3	10,7
Külső átmérő, mm	50 ± 2	50 ± 2	50 ± 2
Hullámellenállás, Ω	0,66	0,66	0,66
Rövidülési tényező hozzávetőlegesen	100	100	100
Kapacitás, pF/m			
Csillapítás, dB/100m			
10 MHz-en	8,2	4,5	2,1
100 MHz-en	28,5	15	6,5
200 MHz-en	43	22	9,5
500 MHz-en	70	35	17,
<b>60 Ω hullámellenállású kábelek</b>			
	60-4-1	60-7-1	60-7-2
Új jelölése	025.1	046.1	037.1
Régi jelölése	Rézlitze	Rézlitze	Rézlitze
Belső vezető	1,0	1,5	1,5
Névleges átmérő, mm	Poliétilén	Poliétilén	Poliétilén
Dielektrikum	4,1	6,6	6,6
Névleges átmérő, mm	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés
Külső vezető	PVC	PVC	PVC
Védőburkolat	6,1	9,3	9,3
Külső átmérő, mm	60 ± 5	60 ± 3	60 ± 3
Hullámellenállás, Ω	0,66	0,66	0,66
Rövidülési tényező hozzávetőlegesen	85	85	85
Kapacitás, pF/m			
Megfelelő dugasz	6000 A/T	6000 B/T	6000 B/T
	6030 A/T	6030 B/T	6030 B/T
	6088 A/T	6030 B/T	6030 B/T
Csillapítás, dB/100 m			
10 MHz-en	3,5	1,9	1,9
100 MHz-en	13	7,5	6,5
200 MHz-en	17	11	9,5
500 MHz-en	30	19	16
	60-7-3	60-10-1	60-10-2
Új jelölése	030.1	017.1	038.1
Régi jelölése	Rézhuzal	Rézlitze	Rézhuzal
Belső vezető	1,78	2,3	2,26
Névleges átmérő, mm	Poliétilén, üreges	Poliétilén	Poliétilén
Dielektrikum	6,6	10,0	10,0
Névleges átmérő, mm	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés	Rézhuzalbeszövés
Külső vezető	PVC	PVC	PVC
Védőburkolat	9,3	13,7	13,7
Külső átmérő, mm	60 ± 5	60 ± 5	60 ± 3
Hullámellenállás, Ω	0,77	0,66	0,66
Rövidülési tényező hozzávetőlegesen	70	85	83
Kapacitás, pF/m			
Megfelelő dugasz	6004 A/T	6007 A/T	6007 A/T
	6034 A/T	6037 A/T	6037 A/T
	6061 A/T	6064 A/T	6064 A/T
	6091 A/T	6092 A/T	6092 A/T
Csillapítás, dB/100 m			
10 MHz-en	2,0	2,0	1,5
100 MHz-en	6,1	6,5	4,3
200 MHz-en	9,5	10,5	7,0
500 MHz-en	14,7	16,5	11,3