

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

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

rövidhullámú antennánál:

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

ultrarövid hullámú antennánál:

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

és

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

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

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

6.2. A T-illesztés

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

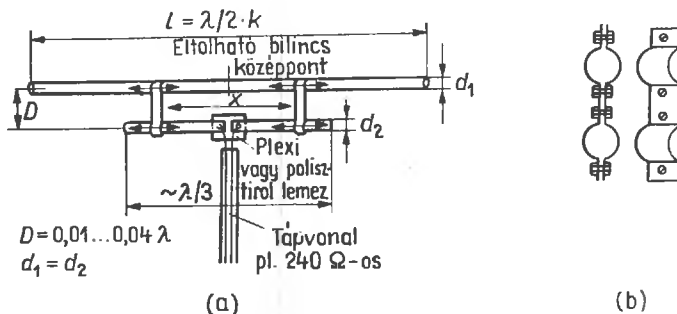
gyakran használják rövidhullámú forgatható irányantennák illesztéséhez is.

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

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

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

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



6.2. ábra. A T-illesztés:

(a) szerkezeti felépítés; (b) az elmozdítható rövidzár-bilincs vázlata

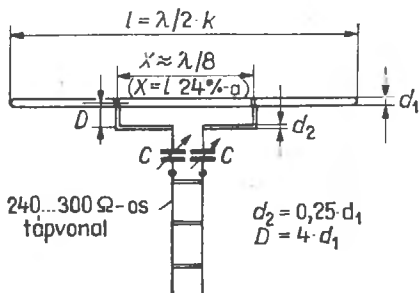
ahol l mm-ben és f MHz-ben helyettesítendő bc. A fenti összefüggésnél a $\lambda/d \approx 150$ karcsúsági tényező okozta rövidülés szintén figyelembe van véve.

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

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

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

A rövidhullámú tartomány felső sávjaiban a fenti méretezésű normál T-illesztő tag kissé ormóltan, ilyenkor célszerű d_2 átmérőt és D térközt csökkenteni. Egy kb. 300Ω -os talpponti ellenállást eredményező T-tag adatai láthatók a 6.3. áb-



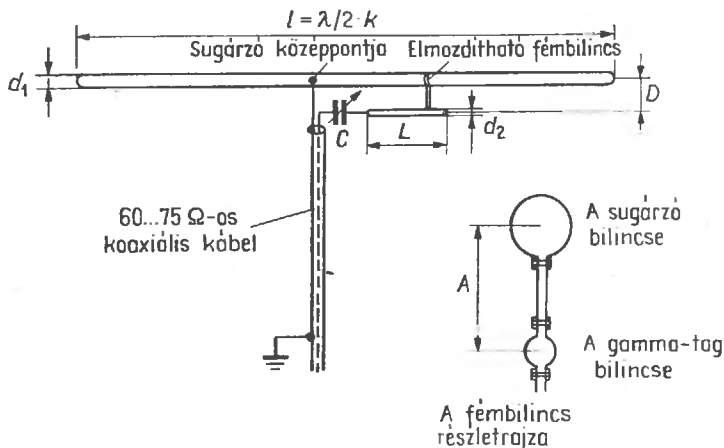
6.3. ábra. T-illesztőelem kapacitív kompenzációval

rán. Ez esetben a $d_2 = 1/4 d_1$ és $D = 4 d_1$; X távolság hozzávetőleg $\lambda/8$, vagyis az l sugárzóhossz mintegy 24%-a. A sugárzó hosszának módosítására

nincs szükség, mert a fellépő induktív reaktanciát a betáplálási pontnál elhelyezett két soros kondenzátor segítségével kompenzálhatjuk. Gyakorlati tapasztalatok alapján a forgókondenzátorok maximális kapacitása mintegy 8 pF az üzemi hullámhossz minden egyes méterére, vagyis a 10 m-es amatőrsávban kb. 80 pF-os kondenzátorokat kell beépíteni. A gyakorlatban úgy járunk el helyesen, ha a hangolás elvégzése után a forgókondenzátoron beállított kapacitásértékeket pontosan megmérjük, majd azonos értékű, jó minőségű kondenzátorral (kerámia, csillám) helyettesítjük. Az időjárási viszonytartságok ellen célszerű a kondenzátorokat vízmentesen leragasztott műanyag (pl. polisztirol) dobozkába beépíteni.

6.3. A gamma-illesztés

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



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

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

Mint hogy a legtöbb rövidhullámú irányhatású antennának a kis elemtávolságok miatt általában kis bemeneti impedanciája ($\approx 20 \dots 30 \Omega$) van, a gamma-illesztőtagot általában 1:3 arányú impedanciáttranszformációra méretezik. Így a kereskedelmi koaxiális kábelek impedanciahelyesen csat-

lakoztathatók. Az induktív reaktanciát ez esetben is kapacitíve szokás kompenzálni.

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

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

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

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

6.4. Az omega-illesztés

A gamma-illesztés elektromosan tovább javított változatát, az *omega-illesztést* elsősorban olyan rövidhullámú antennákhoz használják szívesen, amelyeknél a gamma-tag bilincsenek ide-oda tolgatása egy magas és lengő tartóoszlop tetején körülményes (és néha veszélyes!) művelet lenne. Az omega-tag rögzítő bilincse nem állítható, hanem szerelés alkalmával mindjárt és véglegesen rögzítjük a sugárzó középpontjától előre számított távolságban. Az illesztőelemet a középpontban felszerelt két forgókondenzátor segítségével

hangolják. Ez rendkívüli mértékben megkönnyíti a hangolási műveletet, mert — szükség esetén — a két forgókondenzátor még nagyobb távolságról is (pl. a tengelyekre rögzített tárcsa és zsinórok segítségével) szabályozható.

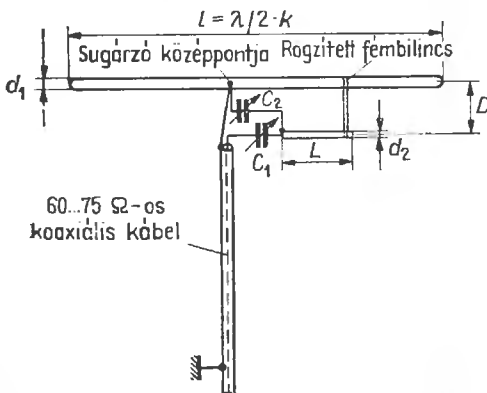
Az omega-illesztés további előnye, hogy a hossza csupán fele akkora, mint a gamma elemé. Az anyagtakarékosság mellett ez az illesztőrendszer mechanikai szilárdságát is növeli.

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

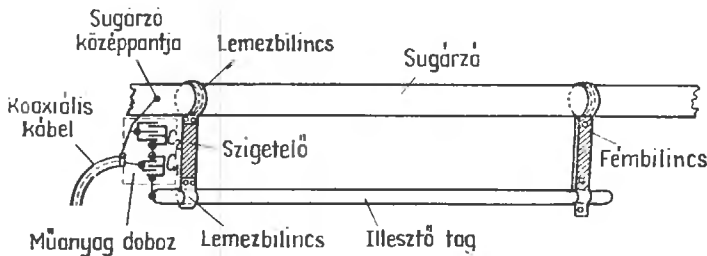
Az omega-illesztést a 6.1. táblázatban a gamma-illesztésre vonatkozó adatok alapján méretezhetik, csupán l méreteit kell megfelelni. A C_2 forgókondenzátor értéke beforgatott állásban:

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

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



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

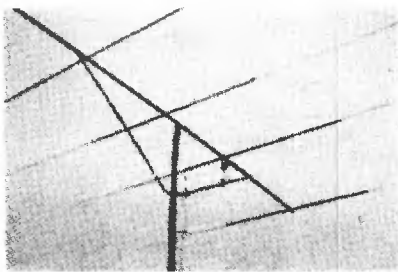


6.6. ábra. Omega-illesztés szerkezeti felépítése

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

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

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



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

Yagi-antenna látható, amelynek illesztése omega-taggal van megoldva.

Az omega-illesztőtág segítségével gyakorlatilag állóhullám-mentes illesztés érhető el, ez azonban

a változóévszakok függvényében csak akkor biztosítható, ha a kondenzátorok hőmérsékleti együtthatója -25°C és $+50^\circ\text{C}$ tartományban elhanyagolhatóan kicsi.

6.5. A negyedhullámú transzformátor (Q-Match)

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

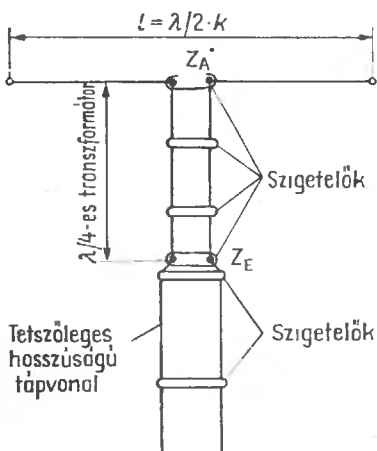
$$Z = \sqrt{Z_{\text{bem}} \cdot Z_{\text{kim}}}$$

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

$$Z_{\text{bem}} = \frac{Z^2}{Z_{\text{kim}}} \quad (6.6)$$

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

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



6.8. ábra. Negyedhullámú transzformátor (Q-Match)

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

$$Z = \sqrt{120 \cdot 280} = \sqrt{33600} \approx 183 \Omega.$$

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

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

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

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

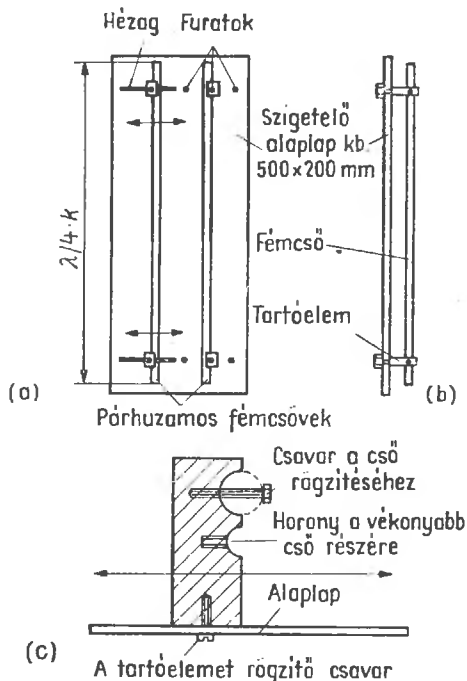
Az ilyen transzformáló tápvonalak legfőbb hátránya, hogy az illesztésen utólag változtatni, javítani nem tudunk; ez csak akkor lenne lehetséges,

ha a tápvonal hullámellenállása kismértékben változtatható lenne.

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

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

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



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

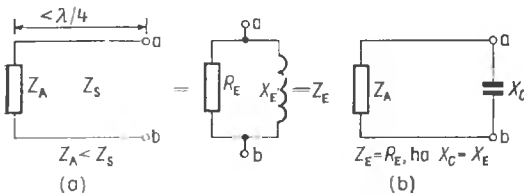
gével aszimmetrikus antennát (pl. groundplane) akarunk táplálni. Minthogy azonban a kereskedelemben kapható koaxiális kábelek hullámellenállása meglehetősen egyforma, ilyenkor rendszerint házilag kell elkészíteni a kívánt hullámellenállású koaxiális $\lambda/4$ -es tápvonalat (lásd az 5.5. és az 5.6.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

6.6. A negyedhullámú illesztőcsonk (stub)

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

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

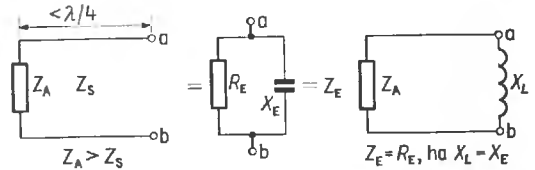
Ha egy $\lambda/4$ -nél rövidebb tápvonalat Z_{kim} ellenállással zárunk le és a Z_{kim} ellenállás kisebb, mint a tápvonal Z_S hullámellenállása, akkor a tápvonal másik végén megjelenő Z_{bem} értéket az R_{bem} rezisztencia és az X_{bem} reaktancia párhuzamosan kapcsolt eredőjének tekinthetjük. A helyzetet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



6.10. ábra. $\lambda/4$ -nél rövidebb vonalszakasz induktív meddőhányadának kompenzációja:

(a) helyettesítő áramkör $Z_A > Z_S$ esetre; (b) X_E kompenzációja X_C -vel

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

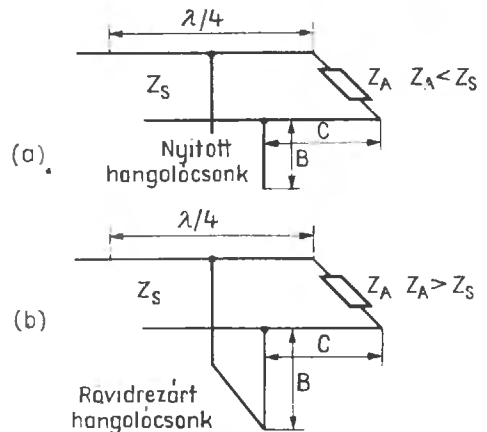


6.11. ábra. $\lambda/4$ -nél hosszabb vonalszakasz kapacitív meddőhányadának kompenzációja:

(a) helyettesítő áramkör $Z_A > Z_S$ esetre; (b) X_E kompenzációja X_L -vel

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

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



6.12. ábra. Negyedhullámú illesztőcsonk vázlata:

(a) nyitott illesztőcsonk, ha $Z_A < Z_S$; (b) rövidrezárt illesztőcsonk, ha $Z_A > Z_S$

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

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

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

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

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

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

$$\operatorname{tg} C = \sqrt{s} \quad (6.7)$$

és

$$\operatorname{ctg} B = \frac{s-1}{\sqrt{s}}. \quad (6.8)$$

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

$$\operatorname{ctg} C = \sqrt{s} \quad (6.9)$$

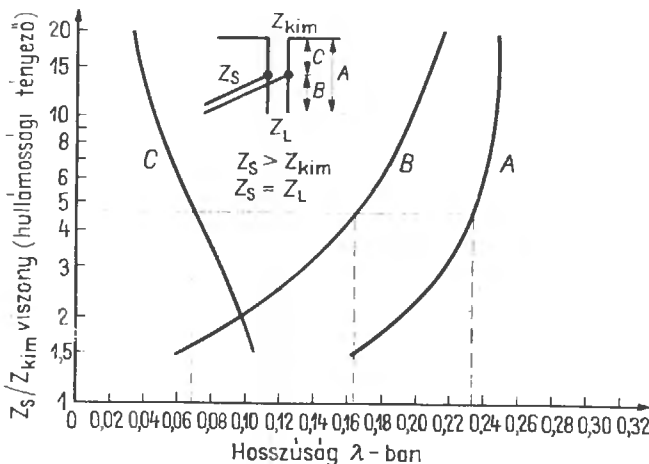
és

$$\operatorname{tg} B = \frac{s-1}{\sqrt{s}}. \quad (6.10)$$

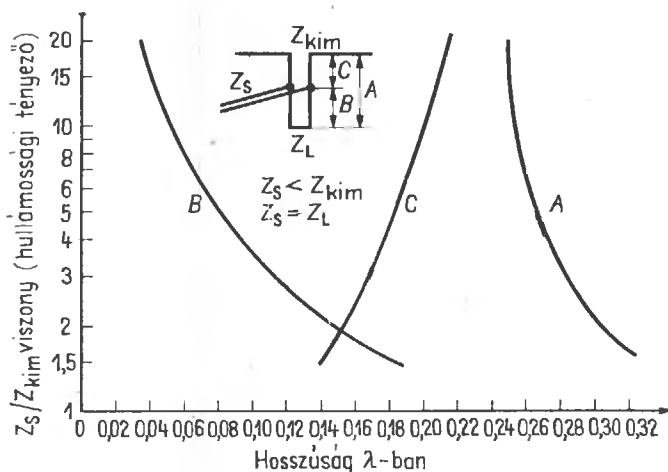
Fenti összefüggésekből B és C hosszát fokokban kapjuk. Az átszámításához hullámhosszra a kapott értékeket 360-nal kell elosztani:

$$\text{hossz fokban}/360 = \text{hossz } \lambda\text{-ban}. \quad (6.11)$$

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



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



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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$B = 0,165 \cdot 42,7 = 7,046 \text{ m}.$$

Ezután még a kábel rövidítési tényezőjével kell szorozni:

$$C = 2,904 \cdot 0,8 = 2,323 \text{ m};$$

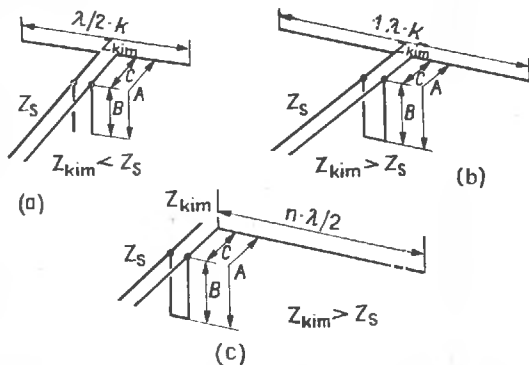
$$B = 7,046 \cdot 0,8 = 5,636 \text{ m}.$$

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

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

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

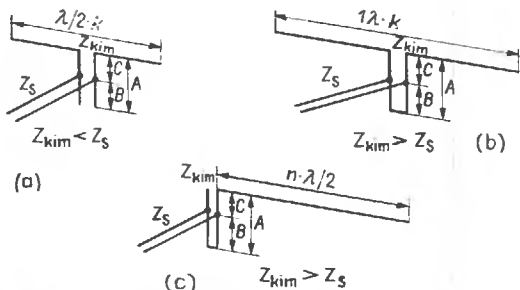
A 6.12. ábrán, valamint a 6.13. és 6.14. ábrán vázolt illesztés eltérő ábrázolásmódja alapján úgy tűnik, mintha két különféle illesztési módról lenne szó. Valójában csupán konstrukciós szempontból van egy kis eltérés, elektromosan mindkét megoldás teljesen azonos értékű. A 6.15. ábrán a negyedhullámú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



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

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

A B illesztőcsonkot úgy kell elhelyezni, hogy a tápvonalhoz merőleges helyzetben legyen. E köve-



6.16. ábra. Hangolócsonk félhullámú dipólus (a); teljeshullámú dipólus (b) és végtáplálású antenna (c) esetén

telmény figyelembevételével, a mindenkor adott körülményeket mérlegelve, kell a 6.15. ábrabeli negyedhullámú illesztőcsonkot, vagy a 6.16. ábrabeli hangolócsonkot alkalmazni.

Mint ismeretes, minden hangolt tápvonalon állóhullámok alakulnak ki. Ezért a jelentősebb veszteségek elkerülése céljából a B és C tápvonal-darabokat lehetőleg minél nagyobb átmérőjű huzalból és minél veszteségmentesebb, jó minőségű szigetelőkkel kell elkészíteni. Különösen meg-szívlelendő ez abban az esetben, ha a Z_{kim}/Z_s , illetve a Z_s/Z_{kim} viszony nagy, vagyis nagy állóhullám-arány esetében. Gyakorlatilag azonban $s = 5$ hullámossági tényezőig még szokásos méretű huzalok és átlagos minőségű szigetelők alkalmazásakor sem kell jelentősebb veszteségtől tartani; a kereskedelemben kapható szalagkábelek jól használhatók.

Hangolócsonk segítségével még akkor is jó illesztés érhető el, ha a Z_{kim} antenna talpponti ellenállása reaktív összetevőt is tartalmaz. Ha ugyanis Z_{kim} impedancia, a tápvonal áram- és feszültségelosztása a reaktancia jellegétől és mértékétől függően megváltozik. Ennek következtében az állóhullámok feszültség- és árammaximumai és -minimumai nem az antenna bemenetétől számított $\lambda/4$, illetőleg $n \cdot \lambda/4$ távolságban alakulnak ki a tápvonalon, mint ahogy ez valós talpponti ellenállás esetében bekövetkezik. Ezért alkalmas mérőeszköz segítségével az antenna-talppontból kiindulva a tápvonalon kialakult árammaximumot, illetve -minimumot meg kell keresni, majd ebből a pontból az adó irányába, illetve vevő irányába mérjük le a C távolságot, és csatlakoztatjuk a B hosszúságú illesztőcsonkot. Ha áramminimumból (feszültségmaximumból) indulunk ki, a C és B méreteket a 6.13. ábra nomogramjának segítségével határozhatjuk meg, míg ha a vonatkozási pontban árammaximum (feszültségminimum) van, akkor a 6.14. ábra nomogramját használhatjuk.

A vázolt eljárás azonban csak megfelelő mérőeszközökkel ad jó eredményt. Ezek hiányában mindig arra kell törekedni, hogy az antenna az üzemi frekvenciával rezonanciában legyen: ekkor a Z_{kim} talpponti ellenállás nagy valószínűséggel valós lesz.

6.6.1. Az aszimmetrikus hangolócsonk

Ha az egyik végén táplált sugárfőt negyedhullámú hangolócsonkkal kívánjuk illeszteni, tápvonalként a koaxiális kábel használható előnyösen: az aszimmetrikus betáplálási ponthoz ideáli-

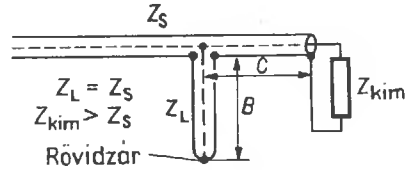
san csatlakozik az ugyancsak aszimmetrikus koaxiális kábel. Mint tudjuk a koaxiális kábel ezenkívül időálló, és szinte tökéletesen árnyékolja a nemkívánatos sugárzásokat. Ilyenkor természetesen a hangolócsonk és a tápvonal készítéséhez ugyanazt a kábeltípust használjuk. Az előbbi fejezetbeni fejtegetéseink értelemszerűen alkalmazhatók a koaxiális negyedhullámú illesztő tápvonalszakaszra is.

Mivel a lehangolt $\lambda/2$, vagy $n \cdot \lambda/2$ hosszúságú sugárzó nyitott végén mindig feszültségmaximum van, az egyik végén táplált antenna bemeneti impedanciája igen nagy. A szokásos kivitelű koaxiális kábelek hullámellenállása ugyanakkor általában 60Ω körüli, vagyis Z_A minden esetben lényegesen nagyobb, mint Z_S . Ebből következik, hogy rövidrezárt hangolócsonkot kell alkalmazni, amelynek C és B méreteit a 6.14. ábrabeli nomogram segítségével határozhatjuk meg. Mint-hogy az egyik végén táplált antennák bemeneti impedanciája minden esetben nagyobb mint 1000Ω , $s = 20$ hullámossági tényezővel számolhatunk. A nomogram alapján a hangolócsonk csatlakozási pontja a kábel végétől $0,216\lambda$ távolságban van (C méret), míg az ide forrasztandó rövidrezárt hangolócsonk B hossza $0,034\lambda$.

A hangolócsonk hosszának, továbbá a csatlakozási pont helyzetének meghatározásakor az alkalmazott koaxiális kábel rövidítési tényezőjét figyelembe kell venni: ez általában $0,66$ körül szokott lenni.

A hangolócsonk készítéséhez a koaxiális kábeltől egy elektromosan $0,034\lambda$ hosszú darabot levágunk. A kábeldarab egyik végén a kábelér és köpeny összeforrasztásával rövidzárt létesítünk (rövidrezárt hangolócsonk). A hangolócsonk kifogástalan csatlakoztatása némi ügyességet igényel. A számítással meghatározott csatlakozási pont környezetében először is néhány cm hosszú darabon eltávolítjuk a kábel külső PVC köpenyét. Ezután a kábelharisnyát óvatosan szétfeszítjük, amíg a műanyag dielektrikum jól hozzáférhetővé nem válik, majd éles késsel óvatosan, anélkül hogy a kábeleret megsértenénk, a dielektrikumból annyit távolítunk el, hogy a hangolócsonk szabad végének kábelerét kényelmesen és biztonságosan az így szabadabbá tett tápvonal-kábelérhez forraszt-hassuk. Ezután a forrasztást gondosan, több rétegben műanyag ragasztóval (pl. Technocol) lezárjuk. Ügyeljünk arra, hogy a csatlakozási pontban a kábelér és a harisnya ne érintkezzenek egymással. Végül a hangolócsonk kábelköpenyét a tápvonal kábelköpenyéhez forrasztjuk, majd az egész csat-

lakozási pontot jó minőségű szigetelőszalaggal vízmentesen lezárjuk. A 6.17. ábrán egy koaxiális hangolócsonk bekötésének elektromos vázlatát látható.



6.17. ábra. Koaxiális illesztőcsonk

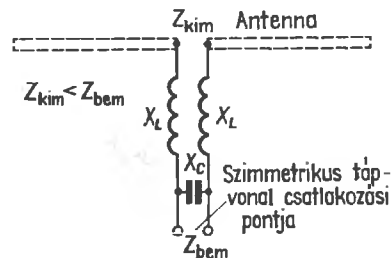
Mechanikus és elektromos szempontból ideális (de nem a legolcsóbb!) megoldás az, ha a csatlakozási pontot egy koaxiális T-csatlakozóaljzat és három koaxiális csatlakozódugó segítségével alakítjuk ki.

A hangolócsonkot gyűrűszerűen felcsévélhetjük, míg a koaxiális kábel telepítése tetszőleges lehet, minthogy a környezete gyakorlatilag semmilyen hatással nincs rá.

A koaxiális hangolócsonk további gyakorlati példája az olyan függőleges negyedhullámú sugárzók illesztése, amelyek ellensüllyal vannak ellátva (groundplane). Ezeknek betáplálási pontja ugyancsak aszimmetrikus, és a talpponti impedancia 30Ω körül van (lásd a 19. fejezetet).

6.7. Illesztés koncentrált elemekkel

A 6.5. alfejezetben tárgyalt negyedhullámú transzformátor elektromos hatása megfelelően méretezett tekercsek és kondenzátorok segítségével is létrehozható. A 6.18. ábrán egy ilyen illesztőkapcsolás vázlatát látható.



6.18. ábra. Illesztés koncentrált elemekkel

Ha a sugárzó Z_{kim} talpponti ellenállása kisebb, mint az alkalmazott szimmetrikus tápvonal Z_{bem} hullámellenállása, a tekercsek X_L induktív ellen-

állása az alábbi összefüggés segítségével számítható:

$$X_L = \frac{Z_{kim}}{2} \sqrt{\frac{Z_{bem}}{Z_{kim}} - 1}.$$

Példa. Legyen az antenna talpponti ellenállása $Z_{kim} = 30 \Omega$, a szalagkábel hullámellenállása pedig $Z_{bem} = 300 \Omega$; ekkor

$$X_L = \frac{30}{2} \cdot \sqrt{\frac{300}{30} - 1} = 15\sqrt{9} = 45 \Omega,$$

vagyis a tekercsek induktív ellenállása az üzemi frekvencián 45Ω . A kondenzátor X_C kapacitív ellenállása az alábbi képlet segítségével számítható:

$$X_C = \frac{Z_{bem}}{\sqrt{\frac{Z_{bem}}{Z_{kim}} - 1}}.$$

A példa szerinti adatokkal

$$X_C = \frac{300}{\sqrt{\frac{300}{30} - 1}} = \frac{300}{\sqrt{9}} = 100 \Omega,$$

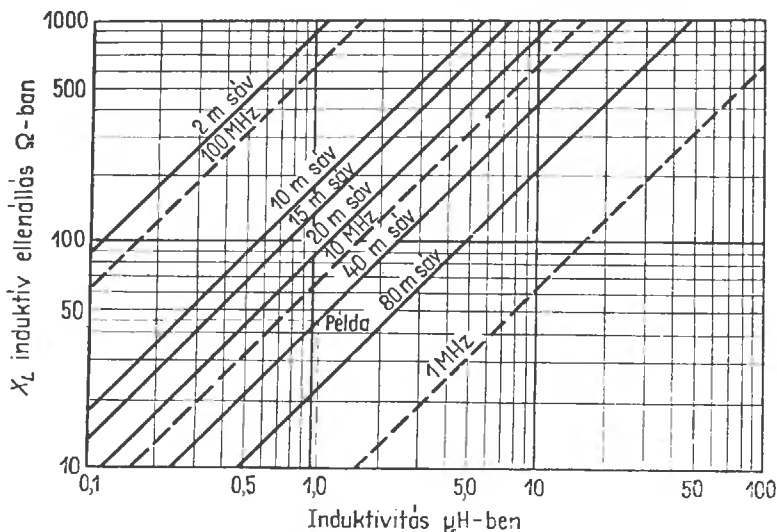
vagyis a kondenzátor kapacitív ellenállása az üzemi frekvencián 100Ω .

A gyakorlati kivitelezéshez a tekercsek μH -ben kifejezett induktivására, illetve a kondenzátor pF-ban kifejezett kapacitására van szükségünk.

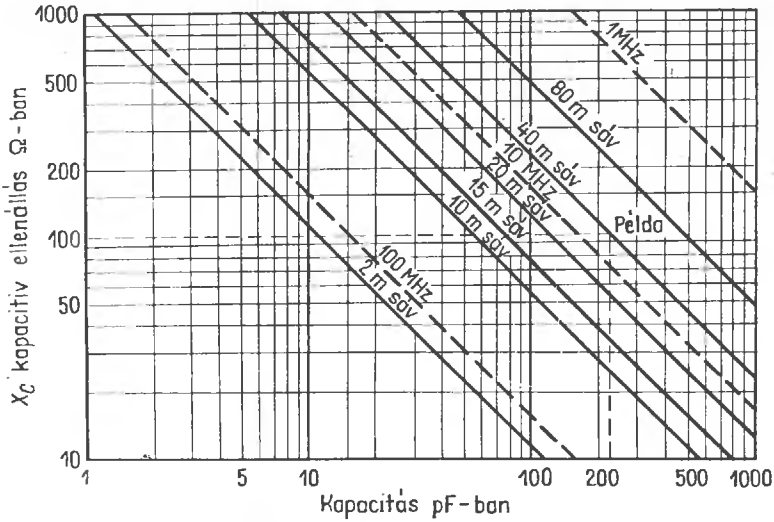
Ehhez kiszámítandó az üzemi frekvencián fenti induktív ellenállásnak megfelelő induktivitás, illetve a kapacitív ellenállásnak megfelelő kapacitás. A 6.19. és a 6.20. ábrabeli diagramok segítségével ezek a számítások megtakaríthatók.

A példánknál maradva, a 6.19. ábra diagramja alapján az $X_L = 45 \Omega$ induktív ellenállás a 40 m -es sávban kerekén $1 \mu\text{H}$ -nek felel meg, míg az $X_C = 100 \Omega$ kapacitív ellenállás 40 m -en egy kerekén 225 pF -os kondenzátornak felel meg. Az értékek meghatározását a 6.19. és 6.20. ábrákon szaggatott vonallal rajzoltuk be. A diagramokkal meghatározott induktivitások és kapacitások értékei a gyakorlat szempontjából elegendően pontosak. Sajnos az illesztés koncentrált elemekkel amatőr körökben még nem terjedt el eléggé, pedig előnyei, különösen a rövidhullámú tartományban jelentősek.

A könnyen elkészíthető, nagy jósági tényezőjű, kis helyet elfoglaló tekercsek és jó minőségű, kis veszteségi tényezőjű kondenzátorok kényelmesen helyezhetők el kis méretű vízálló műanyag dobozkában, amelyet közvetlenül a sugárzó bemene-tére szerelhetünk. A kondenzátort célszerű változtatható kivitelben elkészíteni (kis légforgó, esetleg fix kondenzátor és párhuzamos légrimmer), így utólagos finomhangolással könnyen állítható be minimális állóhullámarány.



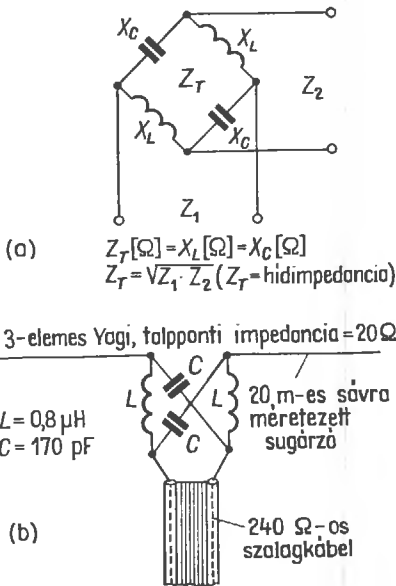
6.19. ábra. Tekercs induktivitásának és X_L induktív ellenállásnak frekvenciafüggése



6.20. ábra. Kondenzátor kapacitásának és X_C kapacitív ellenállásnak frekvenciafüggése

6.7.1. A Boucherot-híd mint illesztőtág

Tekercsek és kondenzátorok *Boucherot-hídszerű* kombinációja ugyancsak alkalmazható impedancia-transzformátorként. A 6.21. ábrán elvi vázlata, továbbá gyakorlati kivitelének egyik variánsa látható.



6.21. ábra. Illesztés Boucherot-híd segítségével:
 (a) elvi vázlat; (b) gyakorlati kivitel

A kapcsolási elemek értékeinek kiszámítása igen egyszerű. Első lépésként meghatározandó Z_T hidimpedancia az alábbi összefüggés alapján:

$$Z_T = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$$

Mint hogy $Z_T = X_L = X_C$, ezért Z_T impedancia egyúttal a szükséges X_L induktív ellenállás és X_C kapacitív ellenállásokkal azonos. Ezután a 6.19. és 6.20. ábrabeli diagramok segítségével meghatározzuk X_L μH -ben és X_C pF-ban kifejezett értékeit az üzemi frekvencián.

Példa. Egy a 20 m-es amatőrsávra méretezett háromelemes Yagi-antenna Z_1 talpponti ellenállása kb. 20 Ω. A rendelkezésre álló szalagkábel Z_2 hullámellenállása 240 Ω. A hidimpedancia:

$$Z_T = \sqrt{20 \cdot 240} = \sqrt{4800} \approx 70 \Omega$$

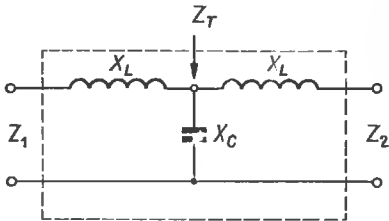
Mivel $Z_T = X_L = X_C$, a tekercsek induktív ellenállása $X_L = 70 \Omega$, hasonlóan a kondenzátorok kapacitív ellenállásához: $X_C = 70 \Omega$. A 6.19. ábrából leolvasható, hogy 20 m-en X_L 70 Ω induktív ellenállásának közelítően 0,8 μH induktivitás felel meg, míg a 6.20. ábra alapján $X_C = 70 \Omega$ -hoz tartozó kapacitás 170 pF.

6.7.2. Seefried-féle impedanciáttranszformátor

A *Seefried-féle* impedanciáttranszformátorban ugyancsak koncentrált elemeket találhatunk. Legfontosabb alkalmazási területe az aszimmetrikus antennarendszerek táplálásánál van, aszimmetrikus tápvonalakkal. A két azonos tekercsből és

egy kondenzátorból álló elrendezés kapcsolási vázlata a 6.22. ábrán látható.

A transzformátor T_T impedanciája a fent ismertetett összefüggés alapján számítható. A kapott Z_T hídimpedancia egyúttal megfelel az X_L induktív, illetve az X_C kapacitív ellenállásnak. A μH -ben kifejezett induktivitás, illetve pF-ban kifejezett kapacitás értékei — az üzemi frekvencia függvényében — a 6.19. és 6.20. ábrabeli diagramok alapján határozhatók meg.



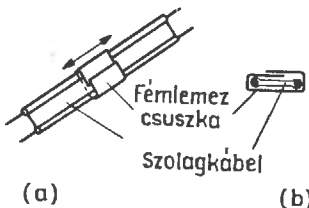
6.22. ábra. Seefried-féle transzformátortag

A gyakorlati kivitelezés során ügyelni kell arra, hogy a tekercsek minél kisebb csatolásban legyenek egymással. A Seefried-impedanciáttranszformációra konkrét példát a 19.4.1. pontban ismertetünk, a gyakorlati kivitelezésre ugyancsak a 19. fejezet 11. ábrája ad példát.

6.8. Ideiglenes illesztési megoldások

Az alábbiakban néhány olyan illesztési módszert ismertetünk, amelyeknek segítségével — ha félig-meddig csupán szükségmegoldásként is — a mérőszközökkel nem rendelkező amatőrök is viszonylag jó illesztést érhetnek el, és kompenzálhatják antennájuk esetleges reaktanciás tagját.

Legegyszerűbb megoldás a tv-szalagkábelre szerelt kapacitív csúszka. A 6.23. ábrán látható, hogy lényegében vékony bádoglemezről van szó, amelyet úgy hajlítunk rá a lapos kábelre, hogy a végeik átfedik egymást, de nem érintkeznek egymással. A csúszka szélessége a 100...250 MHz-es tarto-

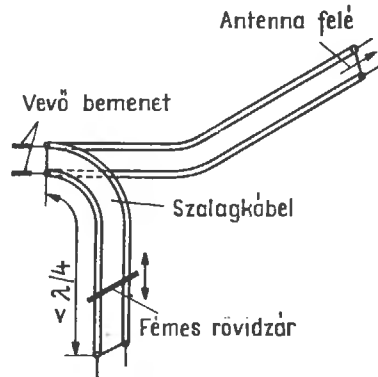


6.23. ábra. Ideiglenes illesztés kapacitív csúszkával

mányban 2...4 cm között van, míg a 30...100 MHz-es tartományban 5...10 cm között.

A kapacitív csúszkát addig tologatjuk a szalagkábelben, amíg optimális vételt, illetőleg legkontaszosabb tv-képet nem kapunk, ezután a csúszkát ebben a helyzetben rögzítjük.

Jó megoldás az is, amikor a kábelt a szükségesnél hosszabbra méretezzük, majd a vevő felőli végétől kb. cm-es darabokat vágunk le addig, amíg optimális vételt el nem érünk.



6.24. ábra. Ideiglenes illesztőcsonc a vevő bemenetén

További megoldás vázlata a 6.24. ábrán látható; a tápvonal végére egy „pót” hangolócsonkot forrasztunk; a szalagkábel darab valamivel hosszabb, mint $\lambda/4$ és a vége nyitott. Ezután egy zsilippenge segítségével a két kábelért különböző pontokban rövidzárjuk. Azokat a pontokat, amelyeknél optimális vételt értünk el, ráforrasztott huzaldarabbal véglegesen rövidzárjuk.

Az említett vevőoldali korrekciós módszerek kivétel nélkül szükségmegoldások és az antenna talppontján elvégzendő, elektromosan kifogástalan illesztést nem pótolják. A tápvonalon fellépő állóhullámok a vevőoldali beavatkozással nem tüntethetők el, csupán a 5.3.2. pontban tárgyalt módhoz hasonlóan hangolható a tápvonal.

Az impedanciáttranszformáció szempontjából helyesen illesztett kéthuzalos tápvonalon helytelen telepítés következtében ugyancsak kialakulhatnak állóhullámok. Így pl. ha a tápvonal fémesen vezető tárgyakkal (pl. eresz) hosszabb szakaszon érintkezik, vagy csupán kis távolsága van tőle. Ennek hatására ugyanis a tápvonal hullámmellenállása csökken és állóhullámok alakulnak ki. Az ilyen — elég gyakran előforduló — esetekben a fenti szükségmegoldások sokszor javítanak a helyzeten, anélkül azonban, hogy a hiba tényleges okát kiküszöbölnék.

7.

Szimmetrizáló transzformátorok

Az ultrarövid hullámú antennák általában, a rövidhullámú sugárzók pedig többségükben szimmetrikus felépítésűek. Ha ezt a szimmetriát az antennarendszer csak egyetlen pontján is megzavarjuk, sugárzási veszteség lép fel. A szalagkábelek, az árnyékolt kéthuzalos tápvonalak, a házi készítésű „macskalétrák” szimmetrikus felépítésűek, ezért elsősorban szimmetrikus antennák táplálására használatosak.

Sokszor azonban célszerűbb az aszimmetrikus felépítésű koaxiális kábel, mert — mint az 5.1.3. pontban láttuk — ezeknek számos előnyük van.

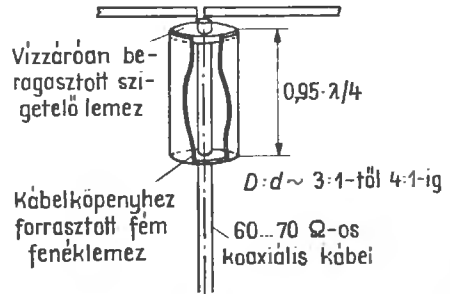
Ha szimmetrikus antennát koaxiális kábellel táplálunk, a tápvonal aszimmetrikusan fogja terhelni az antennát még akkor is, ha az antenna talponti ellenállása és a kábel hullámellenállása azonos. Ennek következtében a kábel köpenyében kiegyenlítődési áramok, ún. köpenyáramok lépnek fel, amelyek sugárzási veszteséget hoznak létre. Az egyenlőtlen gerjesztés következtében az antenna sugárzási jelleggörbéje is deformálódik: az antenna „bandzsít”.

A kábel által kisugárzott hullámok és az antenna sugárzásának interferenciájából további, előre nem látható irányító és kioltási effektusok jöhetnek létre.

A koaxiális kábel nyújtotta előnyökről azonban a szimmetrikus antennák táplálásakor sem kell lemondanunk, ugyanis alkalmas eszközök segítségével a kábel antenna felőli végződése földszimmetrikussá tehető. Az erre alkalmas elrendezéseket szimmetrizáló tagok, illetve szimmetrizáló transzformátorok gyűjtőnéven ismertetjük.

7.1. A negyedhullámú záróüreg

Klasszikus szimmetrizáló tag a 7.1. ábrán látható *negyedhullámú záróüreg*. Az ábrán vázolt $\lambda/4$ -es záróüreg alkalmazási területe mechanikai



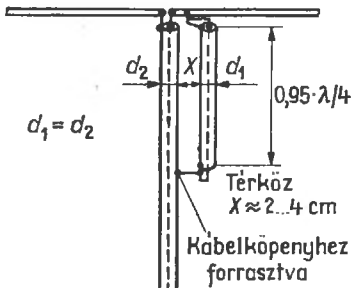
7.1. ábra. Negyedhullámú záróüreg mint szimmetrizáló elem

okokból az ultrarövid hullámú és a deciméteres hullámú tartományra korlátozódik. A fémes külső palást hossza $0,95 \cdot \lambda/4$; a D átmérő nem kritikus: a szokásos kivitelű koaxiális kábelek esetében 25 és 40 mm között lehet (a palást és a koaxiális kábel átmérőjének aránya 3:1...4:1). Az üreg alsó végét fémtárcsa zárja le, ennek központi furatán át bebújtatott koaxiális kábel műanyag szigetelőburkolatát mintegy $\lambda/4$ hosszúságban eltávolítjuk. Az így szabaddá vált kábelköpenyt a belépési pontnál a záróüreg fenekéhez forrasztjuk. A záróüreg antenna felé eső végét — mechanikai okokból — jó minőségű szigetelőanyagból (pl. plexi, polisztirol stb.) készült tárcsa segítségével zárjuk le, amelyet

a kábel átbújtatása céljára ugyancsak központos furattal látunk el. A műanyag tárcsát minél pontosabban illesztve kell beszerelni, megfelelő tömítőanyag (pl. Technocol) segítségével a hézagokat gondosan el kell zárni, nehogy a záróüreg belsejébe esővíz kerüljön. Biztonsági szempontból célszerű a záróüreg fenekét egy kis furattal ellátni, ahol az esetleg mégis belekerült esővíz eltávozhat.

7.2. A Pawsey-féle szimmetrizáló tag

Különösen egyszerű kivitelű és a rövidhullámú tartományban is jól használható a 7.2. ábrán látható Pawsey-féle szimmetrizáló tag. Elkészítéséhez

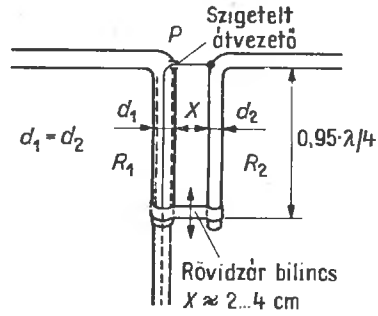


7.2. ábra. A Pawsey-féle szimmetrizáló elem

csak egy hozzávetőleg $\lambda/4$ hosszúságú tetszőleges hullámellenállású koaxiális kábel szükséges. Mínt hogy a kábelre nincs szükségünk, beázás következtében tönkrement, más célra már használhatatlan koaxiális kábel is alkalmas erre a célra.

Jelentősége csupán a kábel köpenyének van; átmérőjének meg kell egyeznie a tápvonalként használt koaxiális kábel köpenyátmérőjével. A $\lambda/4$ hosszúságú kábeldarab alsó végét rövidrezárjuk és a tápvonal köpenyéhez forrasztjuk. Felső végét — szintén rövidrezárva — a tápvonal belső érnek és a sugárzónak csatlakozási pontjára kötjük. Az R térköz nem kritikus, általában 2...4 cm lehet.

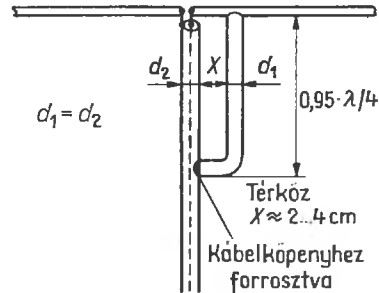
A 7.3. ábra szerint a negydhullámú kábeldarab azonos eredménnyel helyettesíthető egy ugyancsak $\lambda/4$ hosszúságú gömbanyag-rúddal vagy csővel. Az alkalmazott anyag külső átmérőjének természetesen ez esetben is meg kell egyeznie a tápvonal-köpeny átmérőjével.



7.3. ábra. A Pawsey-féle tag mechanikai változata

7.3. Az EMI-hurok

A 7.4. ábrán vázolt ún. EMI-hurokban felismerhető a közöséges Pawsey-féle szimmetrizáló tag egyik változata: a különbség csupán a mechanikailag stabilabb kivitelben van (EMI = angol cég neve).

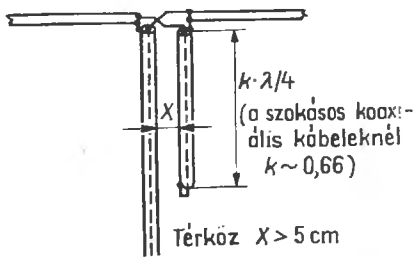


7.4. ábra. Az EMI-hurok

A tápvonalként használandó koaxiális kábel külső szigetelőburkolatát mintegy $\lambda/4$ hosszban eltávolítjuk, majd a bal oldali, meghajlított R_1 jelzésű csőbe — amelynek vízszintes szakasza egyúttal az antenna egyik sugárzó fele — betoljuk. A tápvonal köpenye az R_1 cső belső felével fémes érintkezésbe kerül, míg a belső ér sem a köpenyvel, sem a csőfállal nem érintkezik. A P pontban szigetelten kivezetjük és az R_2 csőhöz (a másik sugárzófélfelhez) forrasztjuk. Az EMI-hurok talppontjában elhelyezett rövidzár-bilincset állíthatóra készítjük: segítségével az antenna-talppont meddő komponensei bizonyos határok között kompenzálhatók.

7.4. A szimmetrizáló csonk

Igen egyszerű és a rövidhullámú tartományban jól alkalmazható szimmetrizáló elrendezés látható a 7.5. ábrán. Alkalmazása azonban az URH tartományban nem ajánlott. Az alsó végén rövidrezárt belső ér a köpenyhez forrasztva elektromosan $\lambda/4$ hosszúságú koaxiális kábeldarab. Méretezésekor a rövidítési tényezőt figyelembe kell venni: ez a szokásos koaxiális kábeléknél 0,66 körüli. A negyedhullámú kábeldarab és a tápvonal közötti térköz legalább 5 cm legyen. Az antenna talppontjába a tápvonal és a szimmetrizáló elem „keresztbe párhuzamosan” vannak bekötve.



7.5. ábra. Negyedhullámú szimmetrizáló csonk

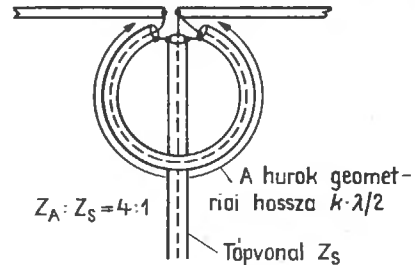
Az eddig ismertetett szimmetrizáló elemek az ellenállásviszonyokat nem változtatják meg az antenna talppontjánál. Ezeket az angolszász irodalomban Bazooka névvel is jelölik.

7.5. A félhullámú szimmetrizáló elem

A félhullámú szimmetrizáló elem a szimmetrizálás mellett ellenállás transzformálásra is alkalmas. Ez egy elektromosan $\lambda/2$ -s koaxiális kábelhurok, amelyet rendszerint ugyanabból a kábeltől készítenek, mint amelyből a tápvonalat. Minthogy hangolt tápvonal-szakaszról van szó, amelynél az impedanciátranszformáció mértéke a hullámellenállástól gyakorlatilag független, az alkalmazott koaxiális kábel hullámellenállásának nincsen fontos szerepe, vagyis a szimmetrizáló elem készítéséhez tetszőleges kivitelű kábeleket használhatunk.

A tápvonal kábelköpenyét a hurokéhoz forrasztjuk (7.6. ábra). A sugárzó és a kábelköpeny között nincsen fémes érintkezés: ezeket az ábra szerinti elrendezésben kötik a kábelérhez.

A félhullámú szimmetrizáló elem impedanciátranszformációs viszonya 1 : 4. Ennek megfelelően egy $Z_S = 60 \Omega$ -os hullámellenállású koaxiális kábel felhasználásával félhullámú szimmetrizáló elem segítségével impedanciahelyesen és földszimmetrikusan táplálhatunk egy $Z_{kim} = 240 \Omega$ talpponti ellenállású antennát. Ugyanez a szimmetrizáló tag változtatás nélkül használható az 50/200, 70/280 és 75/300 Ω -os impedanciák esetében is.



7.6. ábra. Félhullámú szimmetrizáló elem

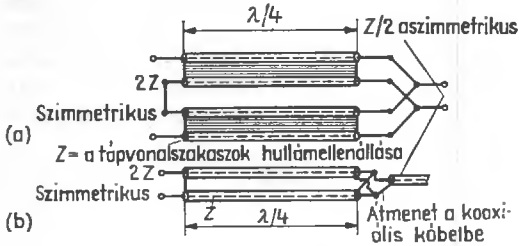
Az ilyen kivitelű szimmetrizáló elemet baluntranszformátornak, vagy röviden balun-nak is szokás nevezni (angol rövidítése a balanced-unbalanced-nak). Az elrendezés relatív sávzélessége kb. 0,3, ezért bármelyik amatőrsávban jó eredménnyel alkalmazható. A szimmetrizáló hurok alakja nem kritikus; szükség esetén pl. a „hosszabb” sávokban többmenetes tekercs is készíthető belőle, vagy bármilyen más alakzatban is elhelyezhető.

Az ultrarövid hullámú és deciméteres tartománybeli gyári készítésű antennák talpponti ellenállása szinte kivétel nélkül 240 Ω körüli. Ezért ezeket az antennákat vagy közvetlenül tv-szalagkábel segítségével táplálhatjuk, vagy pedig félhullámú szimmetrizáló tag közbeiktatásával földszimmetrikusan 60 Ω -os koaxiális kábel segítségével.

7.6. A Balun-vonal

Ha két, azonos hosszúságú és kivitelű tápvonal-szakaszt egyik végükön párhuzamosan kötünk, és a másik végüket sorbakötjük, akkor — az előbbi fejezetben tárgyalt félhullámú szimmetrizáló taghoz hasonlóan — az impedanciátranszformációval egyidejűleg a szimmetrizálás is megoldható. Mint a 7.7. ábrán látható, az ilyen balun-vonal Z hullámellenállása a párhuzamosan kötött végén $Z/2$ impedanciát fog adni és aszimmetrikus lesz. A vonal

másik vége szimmetrikus lesz és lezárási impedanciája a balun-vonal hullámellenállásának kétszerese lesz ($2Z$): az impedanciáttranszformáció aránya tehát 1 : 4 lesz.

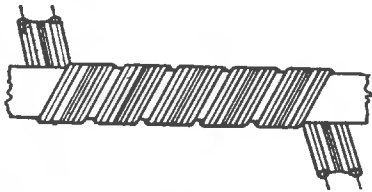


7.7. ábra. Balun-vonal:
(a) szalagkábelből és (b) koaxiális kábelből

A két vonalszakasz hossza $\lambda/4$. A 7.7. ábrán koaxiális és tv-szalagkábelből készült balun-vonal vázlata látható. Ezek ésszerű alkalmazásával számos bonyolultnak tűnő illesztési feladat oldható meg könnyen és célszerűen.

7.7. A felcsévélt kéthuzalos tápvonal mint szimetriatranszformátor

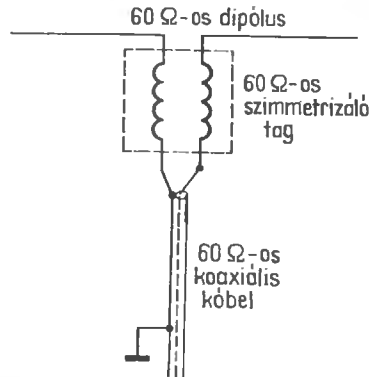
A kéthuzalos tápvonalból készült megfelelő metszszámú tekercsnek a következő tulajdonságai vannak : az aszimmetrikus áram számára fojtóként viselkedik, míg a szimmetrikus áramokat csak jelentéktelen mértékben csillapítja, vagyis a felcsévélt kéthuzalos tápvonal egy gyakorlatilag frekvenciafüggetlen szimetriatranszformátorként viselkedik. Helyigénye kicsi, és elkészítése igen egyszerű : egy darab megfelelő hullámellenállású tv-szalagkábel egy magra csévélnék fel (lásd a 7.8. ábrát).



7.8. ábra. Felcsévélt tv-szalagkábel

A kábel darab hossza nem kritikus : az optimum $\lambda/4$ körüli, azonban $1/10$ és $3/8\lambda$ között bármilyen méret megfelel. A szimetriázó elemet a 7.9. ábra szerint csatlakoztatjuk a dipólushoz. Az ábrán látható kapcsolásban impedanciáttranszformáció nincsen, ezért a tápvonal hullámellenállásának

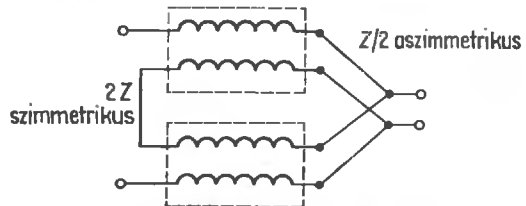
azonosnak kell lennie a koaxiális kábel hullámellenállásával, illetve a sugárzó talpponti ellenállásával. Az ilyen aperiodikus szimetriázó elem igen sokoldalúan alkalmazható. Így pl. egy $60\ \Omega$ -os talpponti ellenállású szimmetrikus dipólus és egy $60\ \Omega$ -os hullámellenállású koaxiális kábel közé $60\ \Omega$ -os szalagkábelből készült tekercset kötünk a 7.9. ábra szerint. Ugyancsak felcsévélt kéthuzalos tápvonalszakaszból készített szimetriázó elemet iktathatunk aszimmetrikus együtmű adó-végfokozat vagy aszimmetrikus Collins-sűrítő és szimmetrikus kéthuzalos tápvonal közé.



7.9. ábra. Felcsévélt kéthuzalos tápvonal mint szimetriázó elem

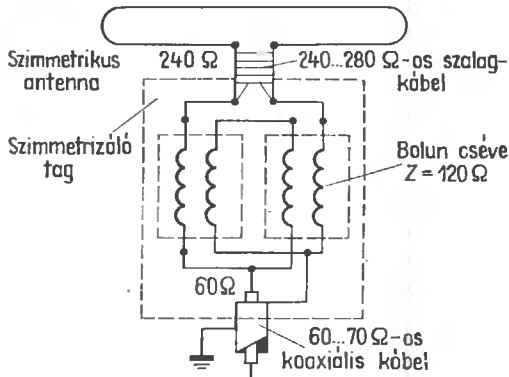
7.7.1. Felcsévélt kéthuzalos tápvonal mint szimmetria- és impedanciáttranszformátor

Ha két felcsévélt kéthuzalos tápvonal darabot a balun-vonalhoz hasonlóan soros-párhuzamosan kötjük (lásd a 7.6. alfejezetet), akkor az elrendezés elektromosan is hasonlóan fog viselkedni : segítségével 4 : 1 arányú impedanciáttranszformáció és szimmetrikus, aszimmetrikus, illetve aszimmetrikus-szimmetrikus átmenet érhető el. Emellett az ilyen balun-tekercs igen széles frekvenciatartományával és rendkívül csekély helyigényével tűnik ki (7.10. ábra). Méretezése a Balun-vonalhoz hason-



Z - a felcsévélt tápvonal hullámellenállása
7.10. ábra. Felcsévélt balun-vonal mint illesztő és szimetriázó elem

ló. A felcsévélt Z hullámellenállású tápvonal párhuzamosan kötött végén $Z/2$ impedanciájú aszimmetrikus bemenetet, sorosan kötött végén $2Z$ impedanciájú szimmetrikus kimenetet ad. Ezért egy ilyen balun-tekerecs segítségével pl. egy $240\ \Omega$ -os hurokdipólus impedanciahelyesen illeszthető egy $60\ \Omega$ -os koaxiális kábelhez (7.11. ábra). A balun-tekerecs készítéséhez használatos szalagkábel hullámellenállásának $120\ \Omega$ -nak kell lennie ($Z/2 = 60\ \Omega$ és $2Z = 240\ \Omega$).



7.11. ábra. Balun-tekerecs alkalmazása

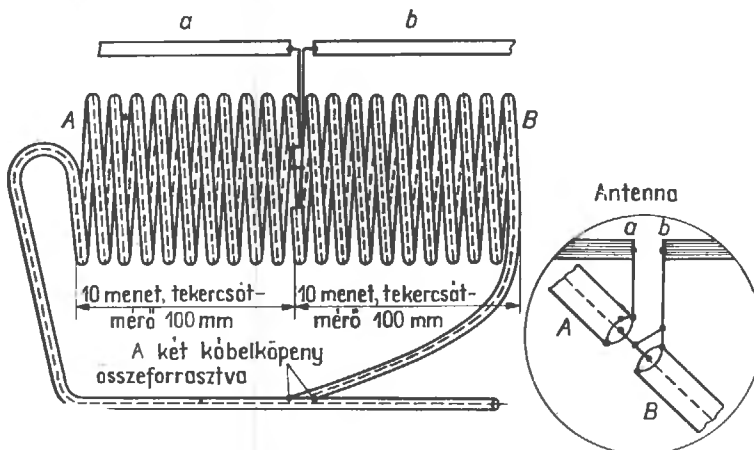
Alkalmos hullámellenállású szalagkábelből ilyen módon nehézség nélkül készíthető a rövidhullámú tartományban jól használható impedanciáttranszformátor. Az ultrarövid és deciméteres tartományban működő antennákkal kapcsolatban azonban célszerűbb és végső fokon kedvezőbb a nagyipari-lag előállított szimmetrizáló és impedanciáttranszformátorok alkalmazása. Ezek a különféle kivitelben készülő transzformátorok részben az antenná-

ra, részben a tv-vevőre szerelhetők. Elvi kapcsolásuk a 7.11. ábrán látható; sávészességük igen nagy: $40 \dots 800$ MHz. Az ebben a tartományban mérhető maximális hullámosság $s = 1,35$, míg az átlagos csillapítás $0,15$ dB; általában a szabványos $240\ \Omega$ talpponti ellenállású antenna és a $60\ \Omega$ -os koaxiális kábel impedanciahelyes illesztésére szolgálnak.

A külföldi irodalomban az ilyen felcsévélt két-huzalos tápvonal-transzformátorokat feltalálójukról *Guanella-transzformátornak* is szokás nevezni.

7.8. A koaxiális kettős fojtó mint szimmetriatranszformátor

A technika mai állása mellett amatorkörökben is egyre jobban terjed a koaxiális kábeles antenna-táplálás, mert ennek a kábel típusnak a telepítés és az időjárás viszonyosságokkal szembeni ellenálló képessége szempontjából lényeges előnyei vannak. Az antenna táplálásának ez a módja ezenkívül a rádió- és tv-vételi zavarok vonatkozásában is maximális biztonságot jelent. A koaxiális kábelek aszimmetrikus felépítésűek, míg a legtöbb amatőr antenna szimmetrikus. Koaxiális kábelrel szimmetrizáló transzformátor közbeiktatása nélkül táplált szimmetrikus antennarendszerek hátrányos tulajdonságairól, továbbá a kábelben fellépő köpenyhullámokról már történt említés. Ez utóbbiak különösen akkor válnak intenzívvé és energiofogyasztóvá, ha a tápvonal hossza véletlenül rezonanciában van az üzemi frekvenciával.



7.12. ábra. Kettős fojtó mint szimmetrizáló tag

Ha szimmetrikus egysávos antennát koaxiális kábellel akarunk célszerűen gerjeszteni, valamilyen — a korábbi fejezetben ismertetett — szimmetrizáló elemet iktatjuk közbe vagy pedig gamma-, illetve omega-elemmel egyidejűleg biztosítjuk az illesztést és szimmetrizálást (lásd a 6.3. és 6.4. alfejezetet).

Az említett eljárások a rövidhullámú tartományban használatos többsávos antennák esetében nem alkalmazhatók, mert a szokásos kivitelű szimmetrizáló elemek frekvenciafüggők.

A jelentős veszteségeket okozó köpenyhullámok kiküszöbölésére szokás az antenna talppontja és a kábelköpeny közé fojtótekerccset iktatni. A legegyszerűbb esetben ez úgy valósítható meg, hogy a tápvonal antenna felőli végét néhány menetszámú tekerccsé csévéljük fel. Ennek a megoldásnak azonban csekély a hatásfoka. Valamivel kedvezőbb, ha a kábel antenna felőli végét kb. 120 mm átmérőjű, 10...12 menetes, térköz nélküli tekerccsé alakítjuk: ezzel a 10, 15 és 20 m-es amatőrsávban veszteségek már észrevehető mértékben csökkennek, azonban ez is csak szükségmegoldás.

A többsávos rövidhullámú antennák hatásos és elektromosan is kedvező megoldású szimmetrizá-

ló transzformátora a 7.12. ábrán látható koaxiális kettős fojtó.

Készítéséhez kb. 8 m-rel hosszabb koaxiális kábelre van szükség, mint közvetlen csatlakozás esetében. A kábelt nem kell elvágni, mert annak antenna felőli vége közvetlenül a kettős fojtóba megy át; 10 menet (*A*) után kb. 3...5 cm hosszban eltávolítjuk a kábelköpenyt és a dielektrikumot. Ügyeljünk arra, hogy a kábelér ne sérüljön meg! Ide csatlakozik — a részletrajznak megfelelően — a két sugárzó fél. Ezután — azonos menetirányban — további 10 menet következik (*B*), majd a kábelvéget rövidrezárva a belső eret a kábelköpennyel összeforrasztva a tápvonal köpenyéhez forrasztjuk. A forrasztási pontot úgy kell megválasztani, hogy a *B* tekerccs vége — a csatlakozási pont és az *A* tekerccs kezdete — csatlakozási pont távolságok azonosak legyenek.

Az elrendezés széles sávú és a három nagyobb frekvenciájú rövidhullámú amatőrsávban jól használható; segítségével a köpenyhullámok gyakorlatilag teljesen kiküszöbölhetők. A tápvonal-vesztesség maximum 0,5 dB-lel nő meg, ez azonban az antenna hatásfokának növekedése miatt jelentéktelen.

8.

Tápvonalak csatlakoztatása adók végfokozatához

Ahhoz, hogy az adó végfokozatából a rendelkezésre álló teljesítményt a tápvonalon át az antenna felé maximális hatásfokkal ki tudjuk csatolni, két alapvető követelményt kell kielégítenünk.

a) A fogyasztó (antenna) a generátort (az adó kicsatolóköre) csak mint egy kapacitív és induktív reaktancia nélküli, tisztán rezisztencia terhelje.

b) A fogyasztó bemeneti impedanciáját a generátor kimeneti impedanciájához kell illeszteni.

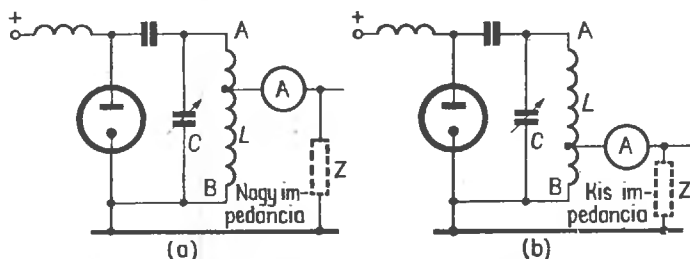
Az első feltétel teljesítve van akkor, ha a sugárzó (fogyasztó) rezonanciafrekvenciája és az adó végfokozatának rezonanciafrekvenciája megegyezik. Mínt hogy a legtöbb esetben a tulajdonképpeni sugárzó és a generátor közé egy energiátovábbító vezeték (tápvonalat) szokás elhelyezni, ezt úgy kell kialakítani, hogy a generátor és a fogyasztó közötti rezonanciaviszonyokat ne zavarja meg.

Ez a követelmény akkor tekinthető teljesítettnek, ha egy hangolt tápvonal adó felőli végén árammaximum (áramcsatolás), illetve feszültségmaximum (feszültségcsatolás) található, ami arra utal, hogy a tápvonal és az antenna mint egyetlen egység

rezonanciában van. Az illesztett tápvonal akkor elégíti ki a fenti feltételt, ha állóhullámok nem lépnek fel rajta.

A szokásos kivitelű adóvégfokozatok kimeneti ellenállása hány $k\Omega$ nagyságrendű, míg a hangolt tápvonalak ellenállása feszültségcsatolás esetében nagy, áramcsatolás esetében kicsiny. Ezzel szemben az amatőr-gyakorlatban használatos hangolatlan tápvonalak hullámellenállása $50 \dots 600 \Omega$ között van. A tápvonalak antenna-talpponti illesztését az 5. fejezetben már ismertettük. További fejtegetéseink során feltételezhetjük, hogy a fogyasztó (antenna) az adóvégfokozat kimeneti körét az a) pontbeli követelménynek megfelelően rezisztíven terheli. Feladatunk tehát ezt az ellenállást a generátor kimeneti ellenállásakor helyesen illeszteni; ez a feladat lényegében hasonlatos ahhoz, amikor a hangszórót vagy fejhallgatót (fogyasztó) kell illeszteni egy hangerősítő (generátor) kimenetéhez.

Az ilyen impedanciaillesztés legegyszerűbb esetét mutatja a 8.1. ábra; azonban rögtön hozzá kell



8.1. ábra. Az antennakicsatolás egyszerű módosítai:

- (a) a fogyasztó nagy ellenállású (feszültségcsatolásos antenna);
 (b) a fogyasztó kis ellenállású (áramcsatolásos antenna)

tenni, hogy ez a megoldás a gyakorlatban nem javasolható és csupán elvi fejtegetéseink szemléltetésére szolgál.

Ahhoz, hogy egy végerősítőcsőből maximális teljesítményt lehessen kicsatolni, egy meghatározott Z_R impedanciával kell terhelni. Az optimális terhelőimpedancia a cső adatlapján szerepel vagy — ennek híján — az üzemi anódfeszültség U_a és az anódáram I_a viszonyából számítható. Az amatőr-gyakorlatban leginkább használatos C üzemmódnál a terhelőimpedancia kielégítő pontosságú számítása az alábbi összefüggéssel végezhető el:

$$Z_R = \frac{U_a}{I_a \cdot 2,5} \text{ egyszerű végfokozatokra (8.1)}$$

és

$$Z_R = \frac{U_a}{I_a \cdot 1,25} \text{ ellenütemű végfokozatokra. (8.2)}$$

Ha egy Z_R kimeneti impedanciájú végfokozathoz Z_E terhelőimpedanciát akarunk illeszteni, akkor a szükséges áttételi viszony az alábbi összefüggésből számítható:

$$d = \sqrt{\frac{Z_R}{Z_E}} \quad (8.3)$$

A 8.1. ábrán bemutatott kapcsolásban az d áttételi viszony a n menetszámú tekercsnél n/d lesz.

Példa. A 8.1. ábra szerinti végfokozatnál $Z_R = 6000 \Omega$ és az anódköri rezgőkör menetszáma $n = 20$ menet. Meghatározandó, hogy egy $Z_E = 60 \Omega$ -os terhelőellenállás számára melyik menetnél kell megcsapolást készíteni. Az d áttételi viszony:

$$d = \sqrt{\frac{6000}{60}} = \sqrt{100} = 10$$

vagyis a megcsapolást $n/d = 20/10 = 2$, vagyis a második menetnél kell készíteni. Z_E helyes illesztéséhez tehát a rezgőköri tekercs B hidegvégétől számított második menethez kell csatlakozni.

Ha az illesztés optimális, az antennaáram-mérő műszeren maximális kitérést kapunk. Megjegyzendő, hogy a műszer kitéréséből nem vonható le egyértelmű következtetés a lesugárzott teljesítményre vonatkozólag. Ugyanis áramcsatolásos esetben az antennaáram igen nagy lesz, míg feszültségcsatolás esetében olyan kicsi lesz, hogy a szokásos érzékenységu nagyfrekvenciás árammérő műszerek segítségével már nem is mérhető.

A 8.1. ábra szerinti kicsatoló áramkörnél a C üzemmódban óhatatlanul keletkező felharmonikusok és mellékharmonikusok akadálytalanul az antenára jutnak, ezért használata semmi esetre sem javasolható.

Mint ahogy az amatőr-gyakorlatban alapvető feladat az esetleges rádió- és tv-vételi zavarok elkerülése céljából minden lehetséges eszközt megragadni, a következőkben csak olyan kicsatolási módokat ismertetünk, amelyek a káros felharmonikusokat minél jobban elnyomják.

Az adóvégfokozatok rezgőköreinek gyakorlati kivételével kapcsolatosan még megjegyezzük, hogy a korszerű amatőr adóberendezéseknek aszimmetrikus, kis impedanciájú kimenetük van, amelyhez a szokásos $50 \dots 75 \Omega$ -os koaxiális kábelek közvetlenül csatlakoztathatók. Ezt a — kommerciális technika példáján kialakult — mintegy „amatőr-szabványos” megoldást célszerű a saját tervezésű berendezéseknél figyelembe venni; technikai előnyei a későbbiekben még visszatérünk.

Az adóvégfokozatok rezgőköreinek gyakorlati kivételével kapcsolatosan még megjegyezzük, hogy a korszerű amatőr adóberendezéseknek aszimmetrikus, kis impedanciájú kimenetük van, amelyhez a szokásos $50 \dots 75 \Omega$ -os koaxiális kábelek közvetlenül csatlakoztathatók. Ezt a — kommerciális technika példáján kialakult — mintegy „amatőr-szabványos” megoldást célszerű a saját tervezésű berendezéseknél figyelembe venni; technikai előnyei a későbbiekben még visszatérünk.

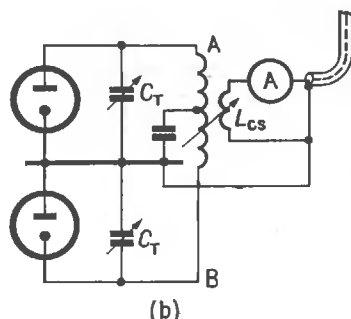
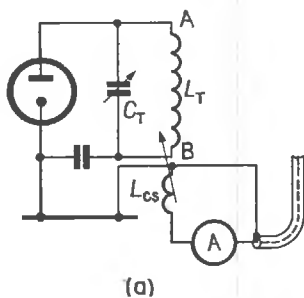
8.1. Illesztett tápvonalak csatlakoztatása teljesítmény-végfokozatokhoz

Korszerű egysávos rövidhullámú antennákat ügyszólván mindig, míg az ultrarövid hullámú antennákat kivétel nélkül illesztett tápvonal segítségével szokás táplálni. A kellemetlen rádió- és tv-vételi zavarok ellen ugyanis ez biztosítja a legnagyobb védelmet. Ultrarövid hullámú antennák táplálását általában kétféle tápvonallal szokás megoldani: az $50 \dots 75 \Omega$ -os hullámellenállású koaxiális kábel vagy a $240 \dots 300 \Omega$ -os tv-szalagkábel segítségével. A rövidhullámú tartományban a koaxiális kábelek mellett még találkozhatunk egyszerű $300 \dots 600 \Omega$ -os kéthuzalos tápvonallal, az ún. „macskalétrával”, amely az amatőrök legkisebb veszteségű, ugyanakkor a legolcsóbb tápvonala.

8.1.1. Koaxiális kábelek csatlakoztatása

A legegyszerűbb csatlakoztatás megoldását az adóvégfokozathoz a 8.2. ábra mutatja. A 8.2.(a) ábra egyfázisú, míg a 8.2.(b) ábra ellenütemű végfokozatok esetére érvényes.

Ennél a megoldásnál a rezgőkör jósága (Q) nem lehet kisebb, mint 10, különben az L_K csatolótekercs nem csatlakozhat elég szorosan az L_T rezgőkör



8.2. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatása:
(a) egyfázisú végfokozathoz és (b) ellenütemű végfokozathoz

tekercshez. Az L_K csatolótekercs üzemi frekvencián mért induktanciájának meg kell egyeznie a koaxiális kábel hullámmellenállásával.

Az optimális kicsatolás elérése érdekében az L_K csatolótekercszet úgy kell elkészíteni, hogy az L_T -hez viszonyított helyzete változtatható legyen. A csatolótekercszet mindig L_T „hidegvégénél” kell elhelyezni. A kapacitív csatolás csökkentése céljából ügyelni kell arra is, hogy L_K „hidegvégével” kerüljön a végfokozat rezgőköréhez. A 8.2.(b) ábra szerinti ellenütemű fokozatnál L_K csatolótekercszet a rezgőkör közepénél helyezük el, mert itt található a „leghidegebb” pont, hiszen a rezgőkör itt kapacitíve van földelve. Ennél a megoldásnál gyakorlatilag mindegy, hogy az L_K csatolótekercs földelt vége melyik oldalra kerül, mert a rezgőköri tekercs mindkét vége „meleg”.

A csatolótekercs menetszáma az egyes amatőrsávokban az alábbiak szerint méretezhető:

- 80 m-es sávban 4...5 menet;
- 40 m-es és 20 m-es sávban 3 menet;
- 15 m-es és 10 m-es sávban 2 menet.

További megoldásként az L_K csatolótekercsre sorbaköthető egy C_K kondenzátor, amelynek segítségével az L_K-C_K kör az üzemi frekvenciára hangolható. Az ilyen rezgőkörös kicsatolás további szelektivitást biztosít és a káros mellékugárzások elnyomásának hasznos segédeszköze.

A csatolókörok jósága általában 2...4 között szokott lenni. Minél kisebbre választjuk Q -t, annál szorosabban kell L_K -t L_T -hez csatolni. $Q=2$ körjóság esetében többnyire már optimális kicsatolás érhető el, ugyanakkor a kör sáv szélessége még elég nagy ahhoz, hogy C_K utánhangolása nélkül is átfogja a sávot. A körjóság növekedésével a kicsatolás egyszerűbbé válik: az L_K-L_T csatolás lazítható. A sáv szélesség csökkenése miatt azonban a kört C_K változtatásával esetleg utána kell hangol-

ni, különösen akkor, ha a sáv elejéről a sáv végére hangolunk.

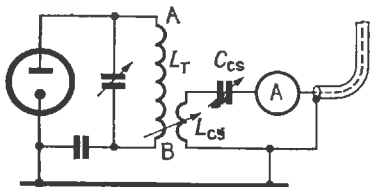
8.1. táblázat. Csatolókörok kapacitásértékei $Q=2$ körjóságához

Amatőrsáv m	C_K kondenzátor maximális kapacitása a tápvonal hullámmellenállása szerint		
	50 Ω	60 Ω	75 Ω
80	450 pF	400 pF	300 pF
40	230 pF	200 pF	150 pF
20	115 pF	100 pF	75 pF
15	80 pF	70 pF	50 pF
10	60 pF	55 pF	40 pF

A 8.1. táblázatban az egyes amatőrsávokhoz szükséges C_K kondenzátor maximális értékeit foglaltuk össze a szokásos koaxiális kábelek hullámmellenállásának és $Q=2$ körjóságnak figyelembevételével. A rezonanciához szükséges L_K induktivitás értékét számítással vagy az ismert rezgőköri nomogramok segítségével határozhatjuk meg.

Egy ilyen csatolókörok behangolásához a tápvonalat bekötjük, majd L_K -t előbb csak lazán csatoljuk L_T -hez, amikor is C_K ki-beforgatásakor a végfokozat anódáramának változásának határozott maximumot tapasztalhatunk. C_K kondenzátort ebben a maximumhoz tartozó állásban hagyjuk (a beállított érték helyes méretezésekor hozzávetőleg a 8.1. táblázatban feltüntetett értékeknek fog megfelelni), majd L_K és L_T között addig növeljük a csatolás mértékét, amíg a végfokozat növekvő anódárama a kívánt bemeneti teljesítményt ki nem adja; ennél a műveletnél C_K beállított értékét már nem szabad megváltoztatni. A Q körjóságot — mint ismeretes — az L/C viszony növelésével javíthatjuk; ha tehát szükségesnek látszik, C_K kondenzátort kisebb értékre állítjuk, és L_K -t növeljük.

Elektromos szempontból teljesen közömbös, hogy a C_K forgókondenzátort — a 8.3. ábrának megfelelően — L_K csatolótekerces és a kábelér közé kötjük vagy a tekerces másik végére; ez utóbbi megoldást választjuk olyankor, amikor az alkalmazott forgókondenzátor forgórésze földpotenciálon van. A szokásos amatőrszintű kimeneti teljesítményeket alapul véve, a kondenzátoron viszonylag kis feszültségek várhatók, ezért egyszerű vevőtípusú forgókondenzátorokat is használhatunk.



8.3. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatásának javított változata

Az olyan adóvégfokozatoknál, amelyeknél a kimeneti kör egy Π -tag (Collins-szűrő), nem kell külön csatolótekerces alkalmazni: a koaxiális kábel közvetlenül csatlakoztatható a kimenetre. A Collins-szűrő mint illesztőtranszformátor kiváló felharmonikus-csillapító tulajdonságával tűnik ki (aluláteresztő szűrő), ezért zavarhatása lényegesen kisebb, mint a 8.3. ábrán bemutatott kicsatolási mód esetén. A következőkben a Collins-szűrők egyszerű méretezési eljárását ismertetjük.

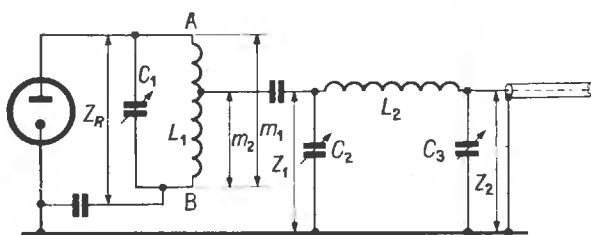
8.1.1.1. Collins-szűrők méretezése

A 8.4. ábrán egy egyszerű aszimmetrikus Collins-szűrős adóvégfokozat kapcsolási vázlata látható. Az anódot terhelő Z_R impedancia a (8.1) összefüggéssel határozható meg. Ha a Π -tagot közvetlenül kötjük az anódra [8.4.(a) ábrán A pontra], akkor a szűrő Z_1 bemeneti impedanciájának meg kell egyeznie a Z_R terhelőimpedanciával. A Collins-szűrőt azonban általában az anódköri rezgőkör egy megcsapolási pontjára szokás kötni, még hozzá kapacitíve a 8.4.(a) ábra szerinti megoldásban, vagy pedig induktíve egy külön csatolótekerces segítségével [8.4.(b) ábra]. Z_1 értéke ilyenkor az áttételi viszonyból számítható:

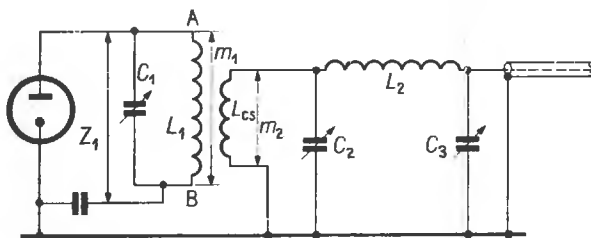
$$Z_1 = \frac{Z_R}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}, \quad (8.4)$$

ahol n_1 és n_2 a megfelelő menetszámokat jelentik.

A szűrő rezgőköri elemeinek méretezésekor bizonyos fokig ellentmondásos követelményeket kell kielégíteni; egyrészt minél nagyobb Q körjóságra (L/C -viszony) kell törekedni, másrészt azonban lehetőleg minél nagyobb kondenzátort kell használni, hogy az a felharmonikus tartalom számára minél kisebb értékű rövidzárt képezzen. A gyakorlatban $Q = 10 \dots 15$ közötti értékek váltak be a legjobban és leginkább $Q = 12$ érték terjedt el.



(a)



(b)

8.4. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatása Π -szűrőn át: kapacitív kicsatolás (a) és induktív kicsatolás (b) esetén

C_2 kapacitás kiszámításához első közelítésben az alábbi összefüggés használható:

$$C_2 = \frac{Q}{\omega Z_1} \quad (8.5)$$

ahol $\omega = 2\pi f$ a körfrekvencia és f a sávközépfrekvencia.

A gyakorlat számára elegendő pontosságot ad az alábbi egyszerűsített összefüggés:

$$C_2 = \frac{2000}{f \cdot Z_1} \quad (8.6)$$

ahol C_2 pF-ban, f MHz-ben és Z_1 k Ω -ban helyettesítendő be.

Ezután kiszámíthatjuk C_3 értékét:

$$\frac{C_2}{C_3} = \sqrt{Z_2/Z_1} \quad (8.7)$$

ahol a Z_2 a szűrő kimeneti impedanciája, egyben az alkalmazott koaxiális kábel hullámellenállása (általában 60 Ω).

Az L_2 induktivitás kiszámítása az alábbiak szerint lehetséges:

$$L_2 = \frac{QZ_1 + \omega C_3 Z_1 Z_2}{\omega(Q^2 + 1)} \quad (8.8)$$

Ebből kisebb elhanyagolással

$$L_2 \approx \frac{13 \cdot Z_1}{f} + \frac{Z_1 \cdot C_2 \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}{145} \quad (8.9)$$

ahol L_2 μ H-ben, Z_1 és Z_2 k Ω -ban, C_2 pF-ban és f MHz-ben helyettesítendő be.

A fenti közelítő képlet akkor érvényes, ha $Z_1 = \cong 10 \cdot Z_2$ és $Q \cong 10$.

A Π -szűrő behangolását az alábbiak szerint végezzük:

Az anódköri rezgőkört a Π -szűrő nélkül C_1 kondenzátor segítségével rezonanciába hozzuk (anódáram-minimum). Ezután a tápvonallal, illetve antennával terhelt szűrőt az adó kimenetére kötjük. C_3 kondenzátort hozzávetőleg középpállásba hozzuk, majd C_2 segítségével anódáram-maxi-

mumra hangolunk. Ezután C_3 -at kissé elhangoljuk, és C_2 -vel ismét maximumra hangolunk; ezt addig folytatjuk, amíg az anódáram a lehető legnagyobb maximumát el nem éri. Ekkor a rendszer rezonanciában és illesztett állapotban van. A hangolási folyamat közben az anódköri rezgőkör hangoló-kondenzátorát (C_1) változtatni nem szabad: végig az eredetileg beállított rezonanciahelyzetben marad és csak frekvenciaváltoztatás esetén kell utána hangolni.

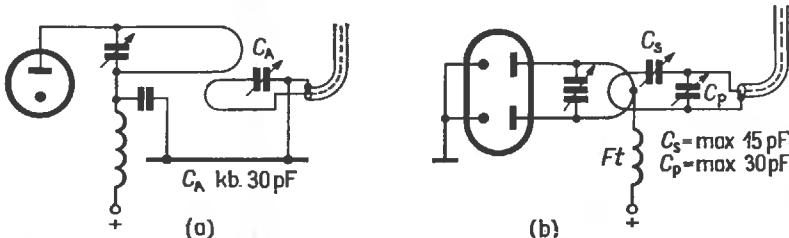
8.1.1.2. Koaxiális kábelek csatlakoztatása ultrarövid hullámú végfokozatokhoz

Koaxiális kábellel táplált ultrarövid hullámú antennákat részben eltérő megoldások segítségével csatlakoztatjuk az adóvégfokozatokhoz. A 8.5. ábrán néhány példa látható.

A 8.5.(a) ábra szerinti kapcsolás a legelterjedtebb megoldás. Ez lényegében megegyezik a 8.3. ábrabeli kapcsolással és egyfázisú, valamint ellenütemű végfokozatoknál egyaránt használható. Mint a 8.5.(b) ábrán látható, az ellenütemű kivitelnél a csatoló kör egy C_1 kondenzátorral van párhuzamosan kötve; ezzel és C_3 kondenzátorral az esetleges maradék reaktancia kompenzálható.

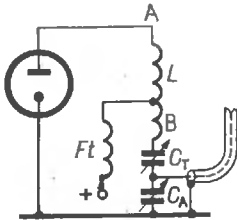
Az ultrarövid hullámú tartományban (145 MHz) a végfokozat anódkapacitása a rezgőköri kapacitás jelentős hányadát képviselheti. Ezért a 8.5.(a) ábra szerinti megoldást alkalmazva egyes esetekben az anódköri rezgőkör megkívánt L/C viszonya már nem biztosítható. Ilyenkor a kis körjóság miatt nem lehet elég szoros csatolást elérni. Ellenütemű végfokozatoknál a probléma ritkábban jelentkezik, ugyanis ez esetben az anódkapacitások a rezgőkörrel sorba vannak kötve, míg az egyfázisú fokozatoknál párhuzamosan.

Lényegesen jobb körjóság és ezzel kedvezőbb csatolás érhető el a 8.6. ábra szerinti megoldással. Első pillantásra soros kapcsolásnak tűnik, azonban valójában egy olyan párhuzamos rezgőkörrel van



8.5. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatása ultrarövid hullámú végfokozathoz: (a) szokásos kapcsolás; (b) javított változat ellenütemű végfokozatokhoz

szó, amelynél a rezgőköri kapacitást képviselő anódköri kapacitás, a C_T és C_A soros kapcsolásban vannak; ilyenformán kis eredő kapacitást kapunk, és ennek megfelelően a körjóság is nagy lesz. A koaxiális kábel impedanciahelyes illesztése a C_T és C_A kondenzátorok mint kapacitív feszültségosztók segítségével oldható meg: a két kondenzátor kapacitásainak viszonyát helyesen megválasztva a koaxiális kábel impedanciája a végfokozat kimeneti impedanciához illeszthető. Ezt az állapotot akkor értük el, amikor az anódáram abszolút maximumát éri el. Mivel C_A és C_T a rezgőköri kapacitás részei, C_A minden változtatásakor C_T segítségével a kört ismét utána kell hangolni.



8.6. ábra. Koaxiális kábel csatlakoztatása kapacitív osztón át

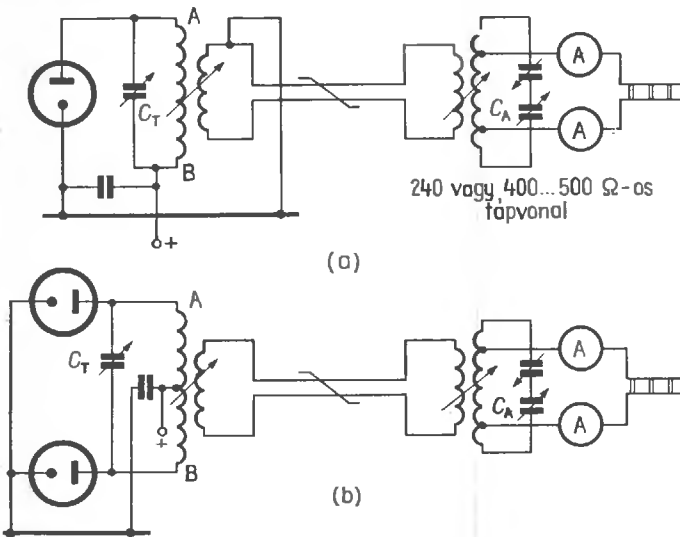
8.1.2. Szimmetrikus illesztett tápvonalak csatlakoztatása

Szimmetrikus tápvonalak csatlakoztatásakor gyakorlatilag közömbös, hogy 240...300 Ω -os tv-kábeltől vagy 400...600 Ω hullámmellenállású, egyszerű kéthuzalos tápvonalról van szó: az ilyen

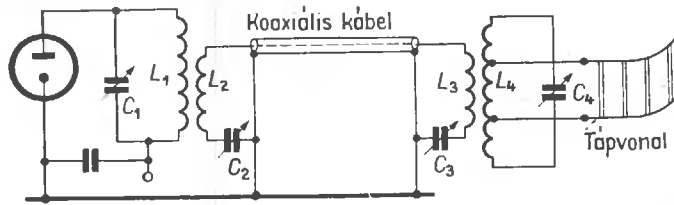
tápvonalakat legegyszerűbben induktíve lehetne a végfokozat rezgőköréhez csatlakoztatni, azonban a viszonylag nagy, 240...600 Ω -os hullámmellenállás miatt a csatoló kör menetszáma megközelíti a rezgőköri tekercs menetszámának nagyságrendjét (mintegy felét is elérheti). Ennek következtében a csatolótekercsben indukált feszültség — és a kicsatolható energia is — kicsi lesz. Ezenkívül néha a nagy méretű csatolótekercsek elhelyezése is problémát jelenthet.

Ez a hátrány könnyen kiküszöbölhető, ha a tápvonalat egy hangolt körrel zárjuk le és ezt *hurokcsatoló-vezetékekkel* (Link-vezetékekkel) csatoljuk a végfokozathoz. A 8.7. ábrán egyfázisú és ellenütemű végfokozathoz alkalmazható megoldásokat mutatunk be.

Hangolásuk úgy megy végbe, hogy a hurokcsatoló-vezeték csatolóköreit (a Link-tekercseket) először csak lazán csatoljuk a kimeneti és a hangoló körhöz, majd C_T segítségével rezonanciára hangolunk (anódáram-minimum). Ezután a hangoló kör két — a középponthoz szimmetrikusan elhelyezkedő — megcsapolására kötjük a tápvonalat, majd C_A segítségével a hangoló kört is rezonanciába hozzuk (anódáram-maximum). Ilyenkor az anódköri rezgőkör elhangolódik, ezért utána kell hangolni. Ezután a csatolás mértékét kis lépésekben változtatjuk, miközben az anódkört és hangoló kört mindig utánahangoljuk. Az optimális beállítás arról ismerhető fel, hogy C_A változtatásakor az anódköri rezgőkör nem hangolódik el és az anódáram a rezonanciabeállítási helyzet körül



8.7. ábra. Illesztett kéthuzalos tápvonal csatlakoztatásának javított változata egyfázisú végfokozatnál (a) és ellenütemű végfokozatnál (b)



8.8. ábra. Tetszőlegesen illesztett szimmetrikus tápvonal csatlakoztatása

szimmetrikusan csökken; ekkor az anódköri terhelés kizárólag ohmos jellegű. Ha ezt az állapotot nem sikerül előidézni, a hangolóköri megcsapolások helyét változtatva, az egész folyamatot addig ismételjük, amíg célt nem érünk.

A hurokcsatoló-vezeték hossza nem kritikus és tv-kábelből, koaxiális kábelből, sőt egyszerű sodrott hálózati vezetékéből is készülhet. A 8.8. ábrán koaxiális kábelrel megoldott, a már ismertett módszer tovább javított változatát mutatjuk be: a csatolótekerccsek is hangolható kivitelben készülnek: Az adóvégfokozat csatolóköreinek hangolóelemei L_2-C_2 a 8.3. ábrán ismertett csatolókörhöz hasonlóan méretezhetők.

Az L_3 induktivitás μH -ben az alábbiak szerint számítható:

$$L_3 = \frac{2Z_K}{6,28 \cdot f}, \quad (8.10)$$

ahol Z_K az L_2 és L_3 tekerccsek összekötő koaxiális kábel hullámellenállása Ω -ban és f az üzemi frekvencia MHz-ben.

Példa. $f = 14 \text{ MHz}$; $Z_K = 60 \Omega$;

$$L_3 = \frac{120}{6,28 \cdot 14} = 1,38 \mu\text{H}.$$

A C_3 kapacitás úgy méretezendő, hogy az L_3 induktivitással az üzemi frekvencián rezonanciában legyen. Az L_4-C_4 hangolókörű elemek hozzávetőleg megegyeznek az anódköri L_1-C_1 elemekkel. A szimmetrikus tápvonal L_4 tekercsbeli

csatlakozási pontjai a tápvonal hullámellenállásától függenek és kísérletileg kell meghatározni helyüket. A behangolás legkönnyebben reflektométerrel végezhető el: a koaxiális kábelt valamelyik csatolótekerccsnél megszakítjuk, a reflektométert beiktatjuk, ezután az L_4 megcsapolási pontjait, valamint a C_4 és a C_3 kondenzátorok értékeit változtatva igyekszünk $s = 1$ hullámossági tényezőt elérni. Ezt követően C_2 segítségével a végfokozat optimális terhelését állítjuk be.

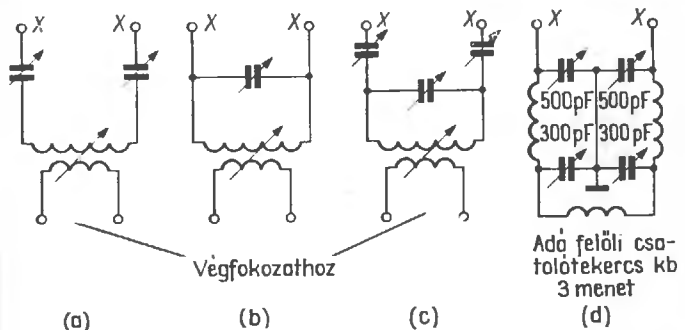
A hangolt tápvonalak következőkben ismertendő csatolókörei szintén alkalmasak illesztett szimmetrikus tápvonalak illesztésére.

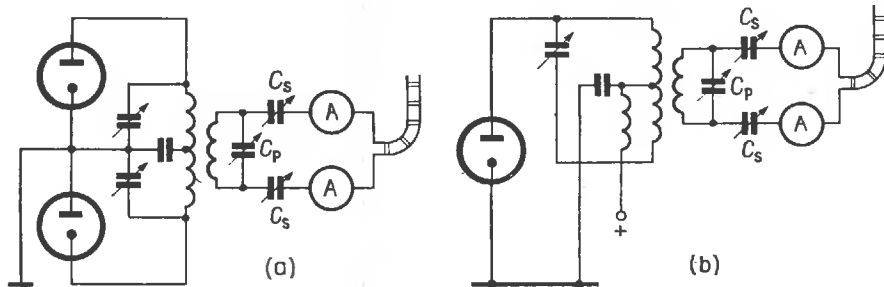
8.2. Hangolt tápvonalak csatlakoztatása végfokozatokhoz

Hangolt tápvonalak csatlakoztatása végfokozatokhoz előtt meg kell állapítani, hogy a tápvonal vége nagy impedanciájú (feszültségmaximum) vagy kis impedanciájú (árammaximum). Áramcsatoláshoz a 8.9.(a) ábra szerinti soros táplálás alkalmazható, míg feszültségcsatoláskor párhuzamos táplálást használunk [8.9.(b) ábra]. Mivel a hangolt tápvonalú antennák szinte kivétel nélkül többsávú üzemben használatosak, célszerű mindjárt a 8.9.(c) ábra szerinti univerzális hangolóberendezést alkalmazni; segítségével feszültség- és

8.9. ábra. Hangolt tápvonalak csatlakoztatása végfokozatokhoz:

(a) áramcsatolás (soros táplálás); (b) feszültségcsatolás (párhuzamos táplálás); (c) univerzális csatolás (áram- és feszültségcsatolás); (d) szimmetrikus Collins-szűrő





8.10. ábra. Hangolt tápvonal csatlakoztatása ellenütemű végfokozathoz (a) és egyfázisú végfokozathoz (b)

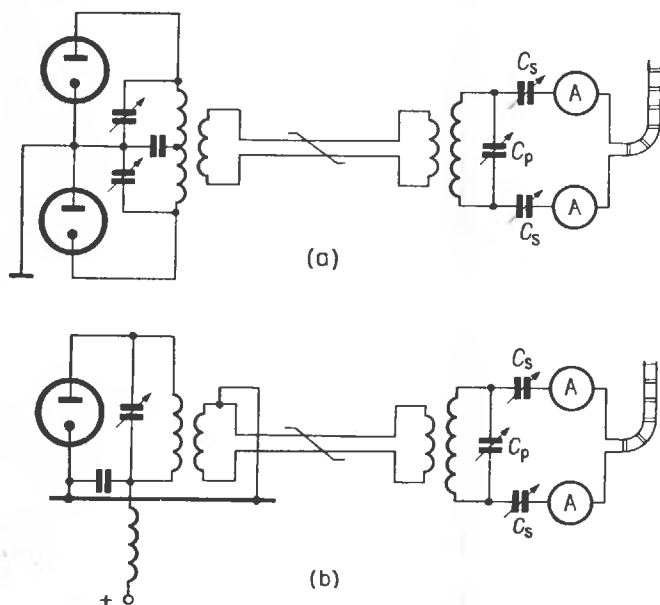
áramcsatolás is elvégezhető. Kiváló felharmonikus csillapító hatása miatt különösen a Collins-szűrő javasolható. Mivel azonban hangolt tápvonalak általában földszimmetrikus kivitelben készülnek, a Π -szűrőt is szimmetrikusan kell elkészíteni [8.9.(b) ábra]. E hangolórendszerek segítségével az antenna—tápvonal komplexum mint egység az üzemi frekvenciára hangolható, miként ez a többsávós antennáknál szinte mindig szükséges.

A hangolt tápvonal szimmetrikus, ezért ellenütemű végfokozatokhoz különösen egyszerűen csatlakoztatható, lévén az is szimmetrikus elrendezésű; ilyen esetet mutat be a 8.10.(a) ábra.

A szimmetrikus tápvonal azonban egyfázisú végfokozatokhoz is jól csatlakoztatható, ha az anódköri hangolókört a 8.10.(b) ábra szerint szimmetrizáljuk; amennyiben a rezgőkör „hidegítésére” szolgáló kondenzátort — és ezzel a nagyfrek-

venciás földet — a tekercs középpontjára kötjük, a tekercs két vége „meleggé” és az egész hangolókör földszimmetrikussá válik. Az ilyen megoldásoknál ügyelni kell arra, hogy a hangolókondenzátor forgórésze ugyancsak nagyfrekvenciás potenciálon van; ezért ilyenkor célszerűbb kettős forgókondenzátort alkalmazni, amikor is a két forgórész együttesen földelhető, míg az állórészek mind-egyikét egy-egy tekercsvégződésre kötjük.

Az anódköri és hangolóköri tekercsek közötti induktív csatolást változtathatóra kell elkészíteni. Ennek technikai megvalósítása helyszűke miatt nem oldható meg mindig. Ezért sokkal célszerűbbnek látszik az antennacsatoló egységet a végfokozattól függetlenül, attól távolabb elhelyezni és a két kört hurokcsatoló-vezeték segítségével összekötni (8.11. ábra). Maga a hurokcsatoló-vezeték készülhet elegendően nagy keresztmetszetű sodort



8.11. ábra. Kicsatolás hurokcsatoló-vezeték segítségével ellenütemű végfokozat (a) és egyfázisú végfokozat esetén (b)

kétféle vezetékkel, hálózati zsinórból, tv-szalagkábelből vagy — leginkább — koaxiális kábelből. Mindkét végét csatolótekerccs zárja le és hossza nem kritikus. A csatolótekerccs n_k menetszámát kísérleti úton határozzuk meg, általában három menet szokott lenni. Optimális méretezése az alábbi összefüggés szerint végezhető el:

$$n_k = \sqrt{\frac{n_t \cdot Z_1}{Z_R}}, \quad (8.11)$$

ahol n_k a csatolótekerccs menetszáma; n_t az anódköri tekerccs menetszáma; Z_1 a hurokcsatoló-vezeték hullámellenállása Ω -ban és Z_R anódköri impedancia; a sodort kétféle vezeték és hálózati zsinórok hullámellenállása 80Ω körüli.

A hurokcsatoló-vezeték segítségével az anódkör és a csatoló kör közötti csatolás mértéke kényelmesen szabályozható. A hurokcsatoló-vezeték lényegében illesztett tápvonal; hullámellenállásának megfelelő impedanciája illeszkedik a hangolóegységhez; ezért hossza nem kritikus és nem is sugároz le energiát. Különösen helytálló a fenti megállapítás, ha a hurokcsatoló-vezeték koaxiális kábelből készült. Az 5.3.2. pontban egy ilyen vegyes táplálásúnak nevezett elrendezést ismertettünk: egy hangolt tápvonal illesztett tápvonalba megy át, amelyet ezután az épületen belül, gyakorlatilag sugárzásmentes lévén — tetszőlegesen fektetve — vezethetünk az adóig.

Az antennacsatoló egységet az antennabevezetés közelében vagy az épületen kívül jól megközelíthetően helyezhetjük el, és a szükséges villámvédelmi levezetéssel kombinálhatjuk. Az ilyen elrendezés előnyei rendszerint bőven kárpótolnak azért a kis kényelmetlenségért, amit az adótól kisebb-nagyobb távolságban levő hangolóegységnek nagyobb frekvenciaváltoztatáskor esetleg szükségessé váló áthangolása okoz. Minthogy a hangolt tápvonalakon kialakuló állóhullámok az adószoba (és lakás!) hálózati vezetékrendszerétől távol tudjuk tartani, és az illesztett hurokcsatoló-vezeték kis impedanciájú, az ilyen elrendezések a zavarok keletkezésének lehetőségét nagymértékben csökkentik.

A 8.11. ábra szerinti hangolóegységek behangolásának sorrendje a következő.

a) Az anódkört terhelés nélkül rezonanciára hozzuk, esetleg csökkentett anódfeszültségnél. Ezt a beállítást a további hangolási műveleteknél változtatlanul hagyjuk.

b) Feszültségcsatolásnál a két C_1 kondenzátort maximális értékre állítjuk és a továbbiakban nem

változtatjuk. A C_p kondenzátor segítségével a hangoló kört kihangoljuk, míg a két A ampermérő maximumot nem mutat. Feszültségcsatolásnál az így mérhető antennaáram nagyon kicsi, ezért előfordulhat, hogy a feszültségmaximum a C_2 kondenzátor közelében tartott kis parázfénylámpa segítségével sokkal jobban indikálható.

A tekerccsek közötti csatolás mértékét, továbbá C_p -t addig változtatjuk, amíg a két árammérő műszeren maximális és egyenlő antennaáramot nem kapunk.

Áramcsatolásnál a C_p kondenzátort a legkisebb állásba hozzuk és a további hangolásnál ebben az állásban meg is hagyjuk. Ezután a C_2 kondenzátorok és a csatolás mértékének változtatásával szintén maximális és mindkét ágban azonos antennaáramra hangolunk. *Ügyeljünk a műszerek épségére, mert áramcsatolásnál igen nagy antennaáramok léphetnek fel!*

Csak ha tényleg sikerült az optimumot beállítani, kísérlelhetjük meg az anódkör óvatos és csekély mértékű utánhangolásával további javulást elérni.

A Collins-szűrő úgyszólván ideális antennahangoló egység, ezért amatőröknél rendkívül népszerű. Sokszor azonban akarva-akaratlanul visszaélnék jó tulajdonságaival és lehetetlen méretű „madzagokat” kísérlelnek meg sugárzásra bírni segítségével; ilyenkor persze nem szabad csodálkozni a szinte biztosan jelentkező zavarhatáson.

A 8.1.1.1. alpontban röviden már ismertettett II-szűrőnek számos kedvező tulajdonsága van, ezért még semmilyen más típusú hangolóegység nem tudta kiszorítani. Legfontosabb előnyei az alábbiakban foglalhatók össze.

a) A Collins-szűrővel elméretezett sugárzók és tápvonalak hozhatók rezonanciába.

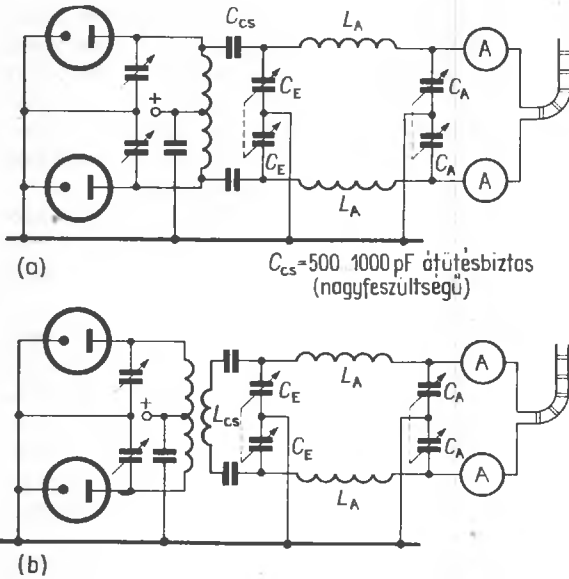
b) A Collins-szűrővel gyakorlatilag az összes előforduló sugárzó- és tápvonal-impedanciák optimálisan illeszthetők különböző kivitelű adók végfokozatához.

c) A Collins-szűrő rendkívül hatásos aluláteresztő szűrő: csupán az üzemi és annál kisebb frekvenciákat engedi át, vagyis valamennyi üzemi frekvenciánál nagyobb frekvenciájú sugárzást az antennától távol tart. A hatásos felharmonikus csillapítás pedig a zavarok egyik legjobb ellenszere.

Csodákat azonban a Collins-szűrőtől sem lehet várni. Ha az adóberendezés tervezésekor és megépítésekor nem követtünk el mindent annak érdekében, hogy a nemkívánatos felharmonikusok keletkezését és továbbjutását megakadályozzuk, a Collins-szűrőtől sem várható el, hogy ezeket a

8.12. ábra. Hangolt tápvonal csatlakoztatása szimmetrikus Collins-szűrővel:

(a) kapacitív kicsatolás; (b) induktív kicsatolás

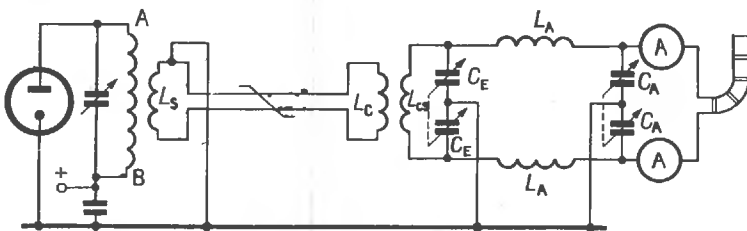


felharmonikusokat olyan mértékben csillapítsa, hogy azok a napjainkban egyre érzékenyebbé váló és egyre nagyobb teljesítményű antennákkal ellátott tv- és URH-vevőket ne zavarják. A Collins-szűrő csak egy a felharmonikus-elynyomás számos eszköze közül.

Hangolt tápvonalas antennák esetében csak a szimmetrikus Π -szűrők jöhetnek számításba. A 8.12. ábrán bemutatjuk, hogyan csatlakoztatható egy szimmetrikus Collins-szűrő ellenütemű végfokozatokhoz. Egyfázisú végfokozatoknál a 8.10.(b) ábra szerinti módon az anódkört szimmetrizáljuk, majd a csatlakoztatást az ellenütemű fokozathoz hasonlóan végezhetjük. Ha az egyfázisú fokozatot nem akarjuk átépíteni, és ennek ellenére szimmetrikus tápvonalhoz ragaszkodunk, akkor a Collins-szűrőt a 8.13. ábra szerinti megoldásban hurokcsatoló-vezeték segítségével induktíve csatoljuk az anódkörhöz. Ilyenkor ügyelni kell arra, hogy az adóoldali L_s csatolóhuroknak azt a végét kell földelni, amely az anódkör „me-

legvége” felé esik. Az L_s hurok és a teljesítményerősítő tekerce, továbbá az L_C és L_K között nagyon szoros csatolást kell beállítani.

Az L_s és L_C tekercek menetszáma valamennyi rövidhullámú sávban 2...3 menet lehet; célszerű továbbá ezeket úgy elkészíteni, hogy helyzetük kissé változtatható legyen: ilyen állítgatással ugyanis a szimmetria sokszor jelentős mértékben javítható. A C_E kondenzátor szokásos értéke $2 \times 300 \text{ pF}$, míg a C_A kondenzátoré $2 \times 500 \text{ pF}$. A forgókondenzátorok kiválasztásakor ügyeljünk a minél kisebb induló kapacitásra (kapacitás-szegény kivitel). Az L_A tekercs optimális menetszámát célszerű kísérleti úton és sávonként külön-külön meghatározni; kiindulási adatként egy 80 m-es sávra méretezett tekercs adatai: tekercs-átmérő 50 mm, menetszám 30 és a huzalátmérő 3 mm; a tekercs ezüstözött vörösréz huzalból készül. További részletesebb adatok és átkapcsolható Collins-szűrők méretezési adatai az amatőr-irodalomban találhatók.



8.13. ábra. Szimmetrikus Collins-szűrő csatlakoztatása egyfázisú végfokozathoz

A Collins-szűrők hangolását az alábbi sorrendben végezzük.

a) A Collins-szűrőt az anódkörrel lekötjük, majd utóbbit az üzemi frekvenciára hangoljuk; ilyenkor célszerű a végerősítőcső anód- és segéd-rácsfeszültségét csökkenteni. A behangolt anódkört a továbbiakban ne változtassuk.

b) Az antennát a Collins-szűrőre, ezt pedig a végfokozatra kötjük; ilyenkor az anódkör elhangolódik, ezért C_E változtatásával ismét rezonanciába hozzuk. A C_A ennél a műveletnél hozzávetőleg középállásban van.

c) Ezután a C_A kondenzátort apránként fokozatosan változtatjuk és az anódkört minden esetben a C_E segítségével utánahangoljuk. Néhány próbálkozás után kideríthető, hogy a C_A -t milyen irányban kell változtatni ahhoz, hogy az antennaáram

növekedjék. Ily módon hamarosan megtalálhatók a C_A és a C_E kondenzátorok azon állásai, amelyekhez maximális antennaáram tartozik. Ha az antennaáram mindkét ágban azonos, a hangolási művelet befejezettnek tekinthető.

Új Collins-szűrők első behangolásakor, továbbá új antenna beállításakor a hangolási művelet a , b és c pontja az L_A különböző menetszámainál megismétlendő annak érdekében, hogy a tekercs optimális inductívitasát kísérletileg meghatározzuk.

Ha a behangolás végén a két ágban folyó antennaáram nem egyezik meg, akkor a Collins-szűrő és az anódkör közötti csatolást addig változtatjuk, amíg sikerül azonos műszerkitérést elérni. Ebben a beállításban azután a hangolási művelet b és c pontjait megismételjük.

8.3. Összefoglalás

Az adóvégfokozat és a tápvonal közötti illesztésre általában sajnos kevesebb figyelmet szokás szentelni, mint az antenna és a tápvonal illesztésére. Ez pedig hiba, mert mindkét beállítás egyformán fontos. A helytelenül beállított teljesítménykicsatolás a hatásfokot csökkenti, az anód-disszipációt növeli és veszélyezteti a végerősítőcső épségét.

A tápvonal és az adóvégfokozat illesztésének fent ismertetett módozatai — amely felsorolás messzemenően nem tart igényt a teljességre — a kezdő amatőrt megzavarhatják. Ezért a legkedvezőbb illesztési módozat kiválasztásának megkönnyítése céljából összefoglalóan megállapítható:

a) A legegyszerűbb és a legkevésbé anyagigényes illesztést a koaxiális kábel igényli. Az illesztőkörök közül különösen a 8.3. ábra szerinti ajánlható.

b) Ha szimmetrikus, kéthuzalos tápvonalat kell illesztenünk, a 8.3. ábra szerinti „alapkapsolást” kiegészítjük a 8.8. ábrán bemutatott kapcsolással; ha ezt a 8.7. és a 8.11. ábrabeli kapcsolásokkal összevetjük, a közös alapelv könnyedén felismerhető. A 8.8. ábra szerinti kapcsolás hangolt

tápvonalak illesztésére is alkalmas, amennyiben ezek feszültségszatolások. Áramcsatolás esetében még $2C_s$ soros kondenzátort kell a hangolókörbe iktatni (lásd a 8.11. ábrát).

Fentiek alapján a 8.8. ábrabeli megoldás tényleg alapkapsolásnak tekinthető, amelynek segítségével úgyszólván valamennyi illesztési probléma megoldható, ha az L_4 — C_4 hangolókört helyesen méretezzük. Ezenkívül annak az egyre terjedő általános törekvésnek is megfelel, amely szerint a korszerű amatőr adóberendezések kimenetét koaxiális csatlakoztatásra képezik ki.

Az illesztés optimális voltát folyamatosan ellenőrizhetjük állóhullámarány-mérő segítségével. Ezeket a többnyire koaxiális kivitelű, egyszerű kis segédeszközöket minden amatőr házilag is elkészítheti (lásd a 31.2. alfejezetet). A 8.8. ábra koaxiális hurokcsatoló-vezetékébe a reflektométer könnyedén beiktatható. Segítségével illesztett tápvonalak optimális illesztése könnyen elvégezhető és üzem közben folyamatosan ellenőrizhető.

9.

Rövidhullámú antennák

A kezdő amatőr számára az első pillantásra talán nehéz az antenna-irodalomban található rendkívül sokféle és néha titokzatosnak tűnő elnevezésű antenna közül a céljainak legmegfelelőbb típust kiválasztani. Ilyenkor általában a több-kevesebb tapasztalattal bíró amatőr „szomszédjához” fordul, de az itt kapott tanácsok sem feltétlenül a leghelyesebbek: sokan ugyanis azt a darab „madzagot” tartják a világ legjobb antennájának, amellyel éppen dolgoznak, és amellyel történetesen sikerült már egy 5—8-as riportot — a szomszéd körzetből — kapni!

De még az „öreg rókák” között is néha híre terjed egy újabb „csoda” antennának, hogy azután — hosszabb-rövidebb tündöklés után — mint egy már régebben ismert antennatípus valamilyen változataként lelepleződve ismét a feledés homályába merüljön.

Az egyes antennák tulajdonságait, és a fizikai törvények által meghatározott teljesítőképességüket csak az tudja helyesen megítélni, aki az antennatechnika alapjaival foglalkozó korábbi fejezeteket alaposan tanulmányozta. Ebben a fejezetben megkísérelünk rendet teremteni a rendkívül sokféle antennák látszólagos összevisszaságában, és a kezdők számára kellő áttekintést nyújtani.

Elsőnek a félhullámú sugárzók nagy családját vegyük szemügyre. Elektromos hosszuk $\lambda/2$ és fő sugárzási irányuk hossz tengelyükre merőleges. Ezekhez az egyszerű félhullámú antennákhoz az alábbiak tartoznak.

- a Windom-antenna;
- az Y-antenna;

- a sodort huzalú tápvonalas félhullámú dipólus;
- a hurok-dipólus;
- a koaxiális kábel-táplálású dipólus és
- minden széles sávú félhullámú dipólus.

Ezekhez még hozzászámíthatjuk a Zeppelin-antennák többsávú kiviteli formáit, a W 3 DZZ-antennát, a G 5 RZ-antennát és általában a többsávú kivitelű dipólusokat.

Teljesítőképesség tekintetében ezek a különféle kiviteli formák azonosak, a különbség csupán a táplálás módjában van. Az energia betáplálásának mikéntje bizonyos mértékben a sugárzási jellegzőgörbét is befolyásolhatja. Ha azonban feltételezzük, hogy az antenna optimálisan van illesztve, akkor hatások vonatkozásában különbséget nem fogunk tapasztalni.

Ha a félhullámú dipólust középpontjában megdöntjük a vízszintes síkban, akkor a vízszintes irányjelleggörbe (E síkbeli jelleggörbe) fog megváltozni, míg a függőleges síkban megdöntve, a függőleges sugárzási szög változik meg.

Az irányjelleggörbe nemkívánatos deformációját okozhatják a sugárzó közelében elhelyezkedő parazitasugárzók (ereszcsoatornák, légvezeték stb.), továbbá — kis magasságban kifeszített antennáknál — a talajviszonyok is. Az esetek többségében a felsorolt tényezők hatására vezethető vissza az a tapasztalat, hogy két, többé-kevésbé azonos felépítésű antenna a telepítés körülményeitől függően nagyon eltérő eredményeket adhat.

Rádióvételi zavar (BCI) és televízióvételi zavar (TVI) vonatkozásában a fent felsorolt félhullámú

sugárzók között már lényeges különbségek tapasztalhatók. Alapvetően megállapítható, hogy a kis ohmos táplálású és a helyesen illesztett antenna okoz legkevesebb rádió- és televízióvetélt zavart. Azt is le kell azonban szögezni, hogy a zavaró fel- és mellékharmonikusok nem az antennában, hanem az adóban keletkeznek: elhárításukról elsősorban tehát már ott kell gondoskodni. A zavaró frekvenciákat ugyanis egyes esetekben — mint pl. a Windom-antennánál — a tápvonal és az antenna igen jó hatásfokkal képes lesugározni, és még kis ellenállású tápvonal sem csillapítja a kellő mértékben. Sűrűn lakott területeken ezért koaxiális táplálású dipólust, W 3 DZZ-antennát, sodort huzalú tápvonalas félhullámú dipólust és hurokdipólust célszerű alkalmazni. Mindezek hozzávetőleg azonos hatásfokkal dolgoznak; csupán a többsávós W 3 DZZ-antenna nyeresége növekszik valamelyest a 20 m-es, 15 m-es és 10 m-es sávokban.

A félhullámú antennák különleges kiviteli formája az ún. *huzalantenna*. Ezek olyan sugárzók, amelyek több sorosan elhelyezett $\lambda/2$ szakaszból állnak. Ilyenkor az egyes félhullámú szakaszok szűkszerűen ellenfázisban gerjesztődnek. Az antenna hosszának növelésével az irányjelleggörbe főnyalábjai felhasadnak és egyre inkább az antenna hosszirányába állnak be.

A huzalantennák közé az alábbiak tartoznak:

- az egyszerű huzalantenna;
- a DL 7 AB többsávós antenna;
- a V-antenna és
- a rombuszantenna.

Ezeknek a kiviteli formáknak már kifejezett irányító hatásuk van, és segítségükkel a négy fő sugárzási irányban kiváló eredmények érhetők el. Mivel emellett meglehetősen széles sávúak, mechanikai méretezésük sem kritikus.

A huzalantennák legfontosabb előnye, hogy elkészítésük nem költséges, azonban telepítésükhöz igen sok hely kell; ezért kedvező tulajdonságait elsősorban városon kívül lakó amatőrök használhatják. Leginkább ajánlható kiviteli formája a V-csillag, mivel ez többsávós antenna is, továbbá minden irányban jó eredményeket ad; az antennanyereség és az irányító hatás a sugárzók hosszával nő.

Az antennák további csoportja az *oldalirányú* vagy merőleges sugárzók. Ezek olyan antennák, amelyek hosszirányukra merőlegesen többé-kevésbé élesen nyalábolva sugározzák le az energiát. Rendszerint azonos fázisban gerjesztett fél-

hullámú dipólusok kombinációja, néha függőlegesen egymás fölé több emeletben elhelyezve. A merőleges sugárzók legegyszerűbb válfaja az azonos fázisban táplált teljeshullámú dipólus. Nagyobb testvéreit fekvő H-antenna („Iusta Henrik”), W 8 JK-antenna, Bisquare, ZL-Beam és HB 9 CV-antenna néven szokás említeni. Mindegyiküket lapos sugárzási szög (kis sugárzási szög a H síkban) és nagy antennanyereség jellemzi. Viszonylag kis helyen elférnek és nem is túl költségesek. Legfontosabb hátrányuk, hogy csak *egyirányban* sugároznak; kivételt képez a fekvő H-antenna, melynek mindkét irányban azonos nyeresége van.

Közel azonos antennanyereség érhető el a *for-gatható, irányító hatású antennák* (irányantennák) fősugárzás irányában. Döntő előnyük, hogy segítségükkel valamennyi égtáj felé azonos nyereséget lehet elérni és kis helyen elférnek. Ugyanakkor viszont elkészítésük munkaigényes és mechanikailag néha bonyolult feladat. A forgatható irány-sugárzó ez idő szerint ismeretes legolcsóbb és talán legnagyobb hatásfokú kiviteli formája a Quad; a viszonylag drága csőanyag helyett huzalból készül, ugyanakkor kételemes kivitelben a három-elemes Yagi-antennáéval azonos nyereséget biztosít.

Végül a *függőleges sugárzók* családjának legismertebb és legegyszerűbb tagja az egyszerű botan-tenna, amely rendkívül kis helyen elfér és körsugárzó. Nagy közkedveltségnek örvend a ground-plane, amelynek körsugárzó mivolta ellenére — helyes méretezés esetén — igen kis függőleges sugárzási szögének köszönhetően még antennanyeresége is van. A függőleges elrendezésű félhullámú sugárzók telepítéséhez kétszer olyan magas tartószerkezet szükséges, mint a groundplane esetében — tulajdonságai nagyjából meg is egyeznek utóbbiával —, azonban az elérhető antennanyereség alig nagyobb.

Ezzel nagyjából át is tekintettük a legfontosabb antennatípusok tulajdonságait és alkalmazási területeiket.

Az optimális antenna kiválasztását gyakran helyi adottságok, illetve körülmények korlátozzák. Ilyenek például:

a) lakóépületek stb. helyzete, esetleges légvezetékek és azok iránya, közterületek; számításba jövő antenna-felfüggesztési, illetve rögzítési lehetőségek, azok tulajdonjogi vonatkozásai; a meglévő villámhárító és védő földhálózatok; városrendészeti és építészeti szempontok;

b) az antenna létesítési költségei, amelyhez az esetleg igénybe vett szakipari munka (tetőfedés), továbbá biztonsági óvintézkedések (állványzat, biztonsági kötél stb.) járulnak;

c) anyagbeszerzési lehetőségek;

d) kézügyesség és mechanikai készség.

A fentiekből látható, hogy minden antennaépítést gondos és alapos tervező munkának kell megelőznie. A következő fejezetekben ismertetendő, az amatőr gyakorlatban jól bevált antennatípusokból minden amatőr igényeinek és körülményeinek legjobban megfelelőt választhatja ki és készítheti el.

10.

Félhullámú antennák

A rövidhullámú tartományban alkalmazott félhullámú antennák főleg táplálásuk módjában különböznek egymástól, míg tulajdonságaik messzemenően megegyeznek a 3.1. alfejezetben tárgyaltakkal. A félhullámú sugárzókat alkalmazásuknak megfelelően az alábbiak szerint csoportosíthatjuk:

- egysávós antennák;
- többsávós antennák és
- kis helyigényű, kis méretű antennák.

Ez utóbbiak többnyire csökkentett mechanikai méretű elemekből állnak.

10.1. Egysávós antennák

Az egysávós félhullámú dipólus-antennák a táplálási módjuk miatt felharmonikusan nem gerjeszthetők (illesztett tápvonal). Ez azt jelenti — mint az elnevezésből is kitűnik —, hogy *csupán egy amatőrsávban használhatók.*

10.1.1. Az Y-antenna

Az *Y-antenna* illesztett tápvonal segítségével gerjesztett félhullámú dipólus. A tápvonal csatlakoztatása a 6.1. alfejezetben már tárgyalt delta-illesztő tag segítségével oldható meg. A sugárzó hossza minden esetben $\lambda/2$, szorozva a rövidítési tényezővel. Geometriai méreteit — akárcsak valamennyi, a rövidhullámú tartományban dolgozó félhullámú antennáét — a következő képlet segítségével számíthatjuk:

$$l = \frac{142\,500}{f}, \quad (10.1)$$

ahol l m-ben és f kHz-ben helyettesítendő be.

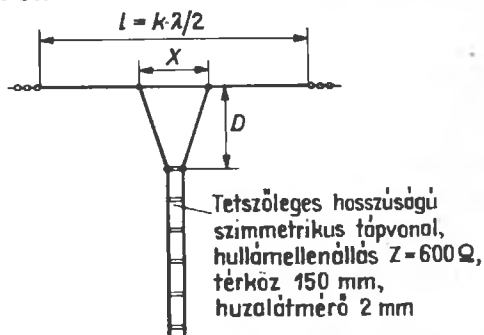
A delta-illesztés két, a sugárzó középpontjában szimmetrikusan elhelyezkedő csatlakozási pontja közötti X távolság (10.1. ábra) az alábbiak szerint számítható:

$$X = \frac{36\,000}{f}, \quad (10.2)$$

és az illesztőtag D hossza:

$$D = \frac{45\,100}{f}, \quad (10.3)$$

ahol X és D m-ben, f pedig kHz-ben helyettesítendő be.

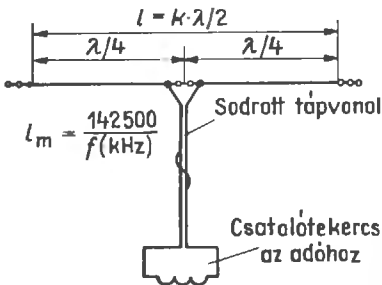


10.1. ábra. Y-antenna

A hangolatlan tápvonal hullámellenállása $600\ \Omega$ és legegyszerűbben az 5.4. ábra alapján méretezhető. Az egyes huzalok átmérője 2 mm, a huzal térköz 150 mm. Az Y-antenna — mint klasszikus félhullámú sugárzó — jelleggörbéje a 3.10. ábrán látható.

10.1.2. Sodort tápvonalú félhullámú dipólus

Az antenna (10.2. ábra) tápvonala kéterű, sodort gumiszigetelésű kábel. Az ilyen kábelek hálózati vezeték néven számos változatban kaphatók a kereskedelemben; hullámellenállásuk általában 80 és 100 Ω között van. Ezeknek a — tulajdonképpen mindig csak szükségmegoldást jelentő — hálózati vezetéknek a csillapítása főleg a nagyobb frekvenciás amatőrsávokban igen nagy. Ezért sodort hálózati vezetékeket tápvonalként legfeljebb a 80 és 40 m-es sávban dolgozó antennákhoz célszerű alkalmazni, de ilyen esetekben is törekedni kell arra, hogy a tápvonal minél rövidebb legyen.



10.2. ábra. Sodort tápvonalú félhullámú dipólus

Veszteség szempontjából lényegesen kedvezőbb a lapos, vagyis nem sodort hálózati vezeték. Ennél a két ér párhuzamosan helyezkedik el egymás mellett. A szigetelőanyag általában PVC, mely kisebb csillapítású és időállóbb anyag mint a gumi.

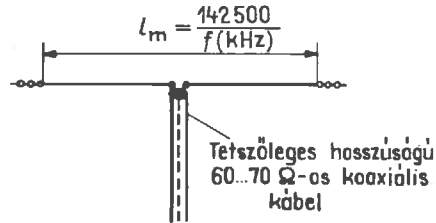
Mint ismeretes, a félhullámú dipólus talpponti ellenállása kerekén 65 Ω . A sodort tápvonal általában valamivel nagyobb hullám-ellenállását úgy illesztjük helyesen a sugárzóhoz, hogy — mint a 10.2. ábrán is látható — a két csatlakozási pontot a sugárzó középpontjához képest, ahhoz szimmetrikusan addig távollítjuk, amíg az illesztett tápvonalon álló hullámok már nem mérhetőek.

10.1.3. Koaxiális kábellel táplált dipólus

A koaxiális kábel a rövidhullámú tartományban is tökéletes tápvonal, amellyel a félhullámú dipólust a 10.3. ábra szerint táplálhatjuk.

A figyelmes olvasónak nyilván fel fog tűnni, hogy ez esetben szimmetrikus antennát aszimmetrikus tápvonal segítségével táplálunk. Gyakorlati tapasztalatok alapján azonban ez a megoldás — legalábbis a rövidhullámú tartomány-

ban — különösebb hátrány nélkül használható, hacsak a kábelhossz véletlenül nincs rezonanciában az üzemi frekvenciával (köpenyhullámok). A két sugárzófél aszimmetrikus gerjesztése következtében az irányjellegörbe némileg deformálódhat. A szimmetrizálás legegyszerűbben szimmetrizáló csonk (lásd a 6.4. alfejezetet) vagy gamma-illesztés (lásd a 6.3. alfejezetet) segítségével oldható meg.

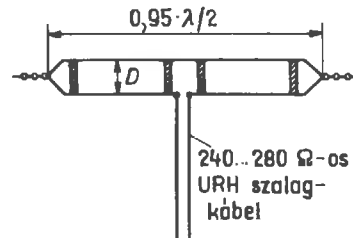


10.3. ábra. 60 Ω -os koaxiális kábellel táplált félhullámú dipólus

10.1.4. A hurok-dipólus

Az ultrarövid hullámú tartományban közkedvelt *hurok-dipólus* mint rövidhullámú antenna is eredményesen használható. Valamivel szélesebb sávú, mint az egyszerű dipólus. Egyik legkedvezőbb tulajdonsága, hogy talpponti ellenállása 240 Ω , ezért a kereskedelemben könnyen hozzáférhető tv-szalagkábelhez közvetlenül csatlakoztatható. Egyéb tulajdonságai megegyeznek az egyszerű dipólus tulajdonságaival.

Hurok-dipólus kizárólag egysávú üzemben használható; rövidítési tényezője $k = 0,95$, vagyis valamivel hosszabb, mint az egyszerű dipólus (10.4. ábra).



10.4. ábra. A hurok-dipólus mint rövidhullámú antenna

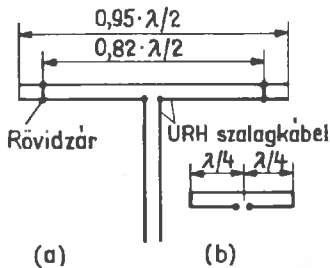
A két párhuzamos huzalsugárzó közötti D távolság a különböző amatőrsávokban az alábbiak szerint alakul:

3,5 MHz-nél 20 cm;

7 MHz-nél 15 cm;

- 14 MHz-nél 10 cm;
- 21 MHz-nél 8 cm; és
- 28 MHz-nél 5 cm.

Rövidhullámú hurok-dipólust készíthetünk tv-szalagkábelből is a 10.5. ábra alapján. Ilyenkor azonban figyelembe kell venni, hogy a sugárzó két párhuzamos huzala között kábelszigetelés van. Ugyanis, ha a hurok-dipólust két párhuzamosan kapcsolt, félhullámú vonalszakasznak tekintjük, a szigetelőanyag permittivitása (dielektromos tényezője) nem befolyásolja a k rövidítési tényezőt; értéke változatlanul 0,95. De az ilyen hurok-dipólust két sorbakapcsolt, rövidrezárt negyedhullámú szakasznak is tekinthetjük [10.5(b) ábra], amikor is a két huzal közötti szigetelőanyag permittivitása már nem hagyható figyelmen kívül. A szalagkábel rövidítési tényezője ekkor 0,82. Ezek szerint ha a sugárzó geometriai hossza $0,95 \cdot \lambda/2$, akkor a sugárzó rezonanciában lesz ugyan, de mivel a negyedhullámú szakaszok túl hosszúak, induktív reaktanciát is fog tartalmazni a talpponti ellenállás. Amennyiben pedig a rövidítési tényezőt 0,82-dal vesszük figyelembe, az antenna nem lesz rezonanciában és talppontjában ugyancsak jelentkezik reaktancia. A látszólag elmentmondásos, kettős követelmény legegyszerűbb megoldását a 10.5.(a) ábra szemlélteti: a sugárzó geometriai hosszát $0,95 \cdot \lambda/2$ -re méretezzük, de a rövidzárakat $0,82 \cdot \lambda/2$ távolságra létesítjük.



10.5. ábra. Tv-szalagkábelből készült hurok-dipólus

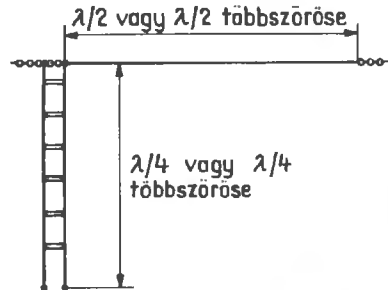
Szalagkábelből készült antennákat kis súlyuk és hajlékonyságuk miatt szívesen alkalmazzák hordozható berendezésekhez. A szigetelőanyagként szolgáló műanyag (rendszerint polietilén) meleg forrasztópáka segítségével könnyen és tartósan alakítható, hegeszthető; ezért a sugárzó és a tápvonal mechanikai rögzítése egymáshoz nem okoz különösebb gondot.

10.2. Többsávós félhullámú sugárzók

Ha félhullámú sugárzót felharmonikusán akarunk üzemeltetni, elektromos szempontból kifo-gástalan táplálás csak hangolt tápvonal segítségével érhető el. Az *illesztett* tápvonalas, többsávós antennák minden esetben csak kompromisszumos megoldást jelentenek, amelyeknél a többsávós üzem csak többé-kevésbé sugárzó tápvonal vagy egyéb hátrányos körülmény révén érhető el.

10.2.1. Zeppelin-antenna

A klasszikus *Zeppelin-antenna* — amelyet néha röviden csak *Zepp* néven találhatunk az irodalomban — olyan egyszerű félhullámú sugárzó, amelyet egyik végén (áramcsomópontban) hangolt kéthuzalos tápvonal segítségével szokás táplálni (10.6. ábra). A tápvonal egyik huzalját a sugárzóhoz kötik, míg a másikat szigetelten szabadon hagyják.



10.6. ábra. Zeppelin-antenna

Ha a tápvonal hossza a $\lambda/4$ páros számú többszöröse ($2 \cdot \lambda/4$, $4 \cdot \lambda/4$, $6 \cdot \lambda/4$ stb.), akkor a tápvonal elején és végén azonos áram-, illetve feszültségviszonyok alakulnak ki. Ha pedig a tápvonal $\lambda/4$, $3 \cdot \lambda/4$, $5 \cdot \lambda/4$ stb., vagyis $\lambda/4$ páratlan számú többszöröse, akkor a tápvonal elején fordított áram- és feszültségviszonyok lépnek fel, mint a végén. Amennyiben tehát a tápvonal hossza pl. $2 \cdot \lambda/4$, a sugárzó végén és a tápvonal felső végén feszültségmaximum van. Ilyenkor *feszültségcsatlásról* beszélünk. Ha azonban a tápvonal hossza pl. $7 \cdot \lambda/4$, a sugárzó végén a feszültségmaximum megmarad, de a talppontnál feszültségminimum (illetve árammaximum) alakul ki. Ez esetben *áramcsatlásról* beszélünk.

Egy 80 m-es sávra méretezett félhullámú Zeppelin egyúttal többsávós antennaként is használha-

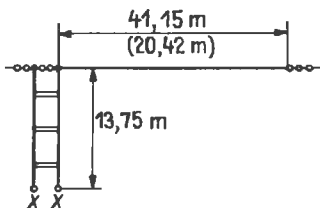
tó: a 40-es sávban egészhullámú üzemen fog működni, míg a 20, 15 és 10 m-es sávban 2λ , 3λ és 4λ hosszúságú Zeppelin-táplálású huzalantennaként fogható fel. Ha a tápvonal hossza kb. 40 m, vagyis a 80 m-es üzemen mintegy $2 \cdot \lambda/4$ hosszúságú, akkor minden sávban feszültségcsatolással dolgozhatunk. Ha a tápvonal hossza csupán 20 m (vagyis 80 m-es sávban $\lambda/4$), akkor 3,5 MHz-en áramcsatolás, a többi sávban feszültségcsatolás alkalmazható.

A hangolt tápvonal csatlakoztatásához az adóvégfokokhoz célszerű megfelelő antennacsatolót használni, amiről már az 5.3.2. pontban beszéltünk. Alkalmos antennacsatolókat a 8.2. alfejezetben ismertettünk.

A tápvonal hosszát nem célszerű pontosan $\lambda/4$ -re vagy annak egész számú többszörösére méretezni, mert ilyenkor a földhöz viszonyítva azonos fázisú hullámok alakulhatnak ki, és a tápvonal fokozott mértékben sugároz. A 12.5 és 14 m közötti hosszúságú tápvonalak használatakor az említett zavaró jelenségek alig lépnek fel, és egy jó antennacsatoló segítségével az antenna minden sávban rezonanciára hangolható.

10.2.1.1. Többsávós Zeppelin-antenna

Egy, a fenti megfontolások alapján méretezett többsávós Zeppelin-antennát mutatunk be a 10.7. ábrán. Ez az antenna a 80, 40, 20 és 15 m-es sávban áramcsatolással, míg a 10 m-es sávban feszültségcsatolással működik. Készíthető 20,42 m hosszúságú huzalból is, ilyenkor azonban a 80 m-es sávban Zeppelin-táplálás nem alkalmazható.



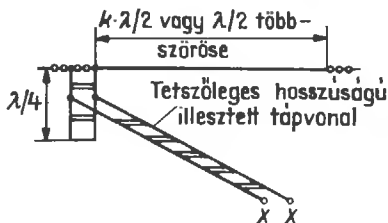
10.7. ábra. Többsávós Zeppelin-antenna

Szükségmegoldásként ilyenkor a tápvonal adó felőli vége rövidrezárható és Collins-szűrővel csatlakoztatható az adó-végfokozatához. Ilyenformán a sugárzó még a 80 m-es sávban is mint egyszerű L-antenna üzemeltethető.

Ha egy végtáplálású antennát csak egy sávban óhajtunk üzemeltetni, akkor célszerű a sugárzó

végét rövidrezárt negyedhullámú vonalszakasszal lezárni, és illesztett kéthuzalos tápvonallal táplálni (10.8. ábra).

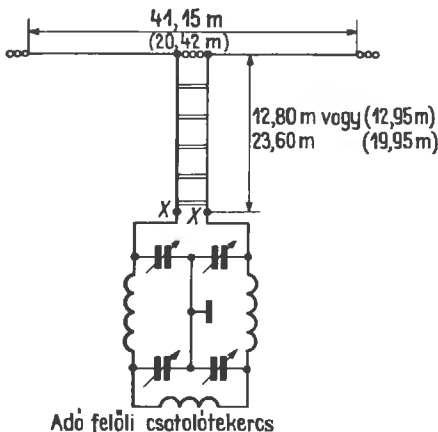
Az illesztő vonalszakasz működésére és méretezésére a 6.6. alfejezetben mondottak érvényesek. Tetszőleges hosszúságú illesztett tápvonalként a kereskedelmi tv-szalagkábel vagy a saját készítésű kéthuzalos tápvonalat használhatjuk.



10.8. ábra. Illesztett kéthuzalos tápvonallal gerjesztett végtáplálású sugárzó

10.2.1.2. A kettős Zeppelin (doublet)

A középpontjában szimmetrikusan táplált sugárzó irányjelleggörbéje közelíti meg leginkább az ideális alakot. Az ilyen, hangolt tápvonallal középpontjában táplált antenna kettős Zeppelinnek is nevezhető, de a nemzetközi irodalomban általában doublet néven emlegetik. A doublet többsávós üzemre is alkalmas (10.9. ábra).



10.9. ábra. Hangolt tápvonallal központban gerjesztett többsávós antenna (kettős Zeppelin)

A kettős Zeppelin-antennáknál szintén könnyen alakulnak ki a földhöz képest azonos fázisú zavaró hullámok, ha a tápvonal és a hozzá csatolt su-

gárfőjel az üzemi hullámhossz felének egész számú többszöröse. Célszerű tehát a tápvonalat rezonanciába hozni. A 10.1. táblázatban kikísérletezett kettős Zeppelin-antenna méreteket közlünk, olyan tápvonalhosszal, amelynél azonos fázisú zavaró hullámok nem lépnek fel.

A tápvonal lehangolása és csatlakoztatása az adóvégfokozathoz a 8.2. alfejezetben ismertetett elrendezések segítségével oldható meg.

10.1. táblázat. Többsávós kettős Zeppelin-antennák kipróbált méretei

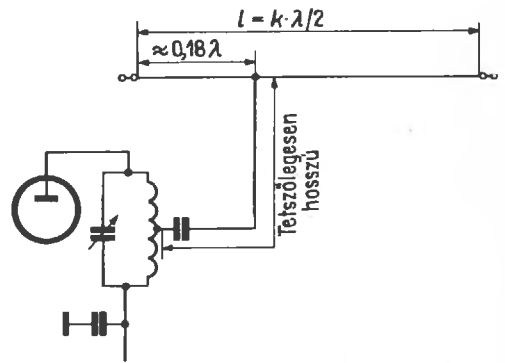
Sugárzó teljes hossza m	Hangolt tápvonal hossza m	Amatőr sáv törzsáv m	Kicsatolás módja
41,15	12,80	80	feszültségcsatolás
		40	feszültségcsatolás
		20	feszültségcsatolás
		15	feszültségcsatolás
		10	áramcsatolás
41,15	23,60	80	feszültségcsatolás
		40	feszültségcsatolás
		20	feszültségcsatolás
		15	feszültségcsatolás
		10	feszültségcsatolás
20,42	12,95	80	áramcsatolás
		40	feszültségcsatolás
		20	feszültségcsatolás
		15	feszültségcsatolás
		10	feszültségcsatolás
20,42	19,95	80	feszültségcsatolás
		40	áramcsatolás
		20	feszültségcsatolás
		15	áramcsatolás
		10	feszültségcsatolás

Ha a kettős Zeppelin-antennát kizárólag egysávos üzemben használjuk, akkor a 6.6. alfejezetben ismertetett negyedhullámú illesztőelemmel tetszőleges hosszúságú hangolatlan tápvonalon keresztül is táplálhatjuk. Ha a teljes sugározóhossz legalább 1λ hosszúságú vagy λ egész számú többszöröse (feszültségmaximum a táplálási pontban), rövidrezárt negyedhullámú illesztőelemet alkalmazhatunk; ha a sugározóhossz $\lambda/2$, vagy annak páratlan számú többszöröse, nyitott negyedhullámú illesztőtárgy kerülhet alkalmazásra.

10.2.2. A Windom-antenna

Még az amatőrrádiózás hőskorában fejlesztette ki Lorenz Windom, W 8 GZ, a róla elnevezett

Windom-antennát. Ez egy olyan félhullámú sugárzó, amelyet egy tetszőleges hosszúságú, illesztett egyhuzalos tápvonal segítségével táplálhatunk. Az egyhuzalos illesztett tápvonal alkalmazásának elvi alapja az a tény, hogy egy 1,5...2 mm átmérőjű huzal hullámellenállása hozzávetőleg 500Ω , ha az elektromosan kifogástalan föld felett húzódik. Ha tehát a sugárzón találunk egy olyan pontot, amelynek impedanciája szintén 500Ω , akkor az egyhuzalos tápvonalat ehhez a ponthoz csatlakoztatva illesztés érhető el. A félhullámú huzal-antennánál ez a pont a sugárzó végétől közelítően $0,18\lambda$ távolságra van (10.10. ábra.)



10.10. ábra. Windom-antenna

A Windom-antenna jó működésének alapfeltétele a kifogástalan földelés, ugyanis a föld jelenti tulajdonképpen a tápvonal hiányzó, második vezetékét. Ez a körülmény okozza a legtöbb problémát ennél a korszerűnek éppen nem mondható antennatípusnál; hozzájárul ehhez az is, hogy a tápvonal minél hosszabb szakaszát az antennához merőlegesen kell vezetni, ezenkívül erősebb törés a vonalvezetésben kerülendő, akár csak az épület falának, az ereszcatornának közelítése is; ez ugyanis ellenőrizhetetlen mértékben befolyásolja a tápvonal hullámellenállását.

A sugárzó l hosszának és az A csatlakozási pontnak az antenna végétől mért távolsága az alábbi összefüggések alapján méretezhető:

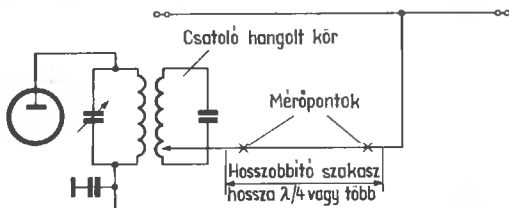
$$l = \frac{143\,000}{f} \quad (10.4)$$

és

$$A = \frac{54\,000}{f} \quad (10.5)$$

ahol l és A m-ben és f kHz-ben helyettesítendő be.

A helyes csatlakozási pont meghatározásának legegyszerűbb módja az, hogy ha az egyhuzalos tápvonalat a szükségesnél legalább $\lambda/4$ -del hosszabbra méretezzük, és ezt a megtoldott szakaszt úgy feszítjük ki, hogy könnyen hozzáférhető legyen. Ezután a nagyfrekvenciás áramot (vagy pedig a nagyfrekvenciás feszültséget) a toldalékdarab különböző pontjain megmérjük. A csatlakozási pont változtatásával elérhető egy olyan állapot, amikor a nagyfrekvenciás áram (illetve nagyfrekvenciás feszültség) a toldalékdarab minden pontján közelítően egyenlő lesz. Ilyenkor az áram értékének nincs jelentősége, és óvakodjunk attól, hogy esetleg árammaximumra vagy feszültségmaximumra hangoljunk. Ha a toldalék tápvonalszakasz minden pontján közelítően azonos nagyfrekvenciás áram mérhető, a tápvonal gyakorlatilag illesztettnek tekinthető. Ezután a toldalék tápvonalszakaszt a tápvonaltól kiiktatjuk (10.11. ábra).



10.11. ábra. Windom-antenna közbenső csatolókörrrel és toldalék-vonalszakasszal

Kevésbé körülményes az a módszer, amikor a toldalék tápvonalszakaszon a nagyfrekvenciás feszültséget egy megfelelő nagyfrekvenciás csővoltmérővel mérjük, ilyenkor ugyanis a tápvonalszakaszt árammérés céljából nem kell megszakítani. Illesztés állapota akkor áll fenn, ha valamennyi mérési pontban közelítően azonos nagyfrekvenciás feszültség mérhető.

Közepes vagy annál nagyobb adóteljesítményeknél feszültség-indikátorként egyszerű glimm-(ködfény-) lámpa is alkalmazható, amelyet a táp-

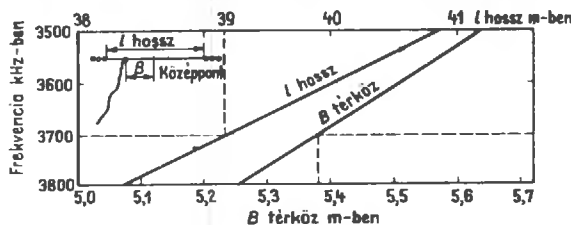
vonalszakasz mentén végigvizsgálunk: a parázsfénylámpának végig kb. azonos fényerővel kell világítania. Ha az egyhuzalos tápvonalat a 10.10. ábra szerint közvetlenül az adóvégfokozat hangolókörére kapacitíve csatoljuk, akkor az ott jelenlevő esetleges felhullámok minden akadály nélkül az antennára jutnak. Ezért célszerűbb a 10.11. szerinti közbenső csatolókört alkalmazása. Még kedvezőbb eredmény érhető el az aszimmetrikus Collins-szűrő (lásd a 8.1.1.1. alpontot) alkalmazásával, mint az a 10.14. ábrán látható. A közbenső csatolóköri jól bevált méretezési adatai a 10.2. táblázatban találhatók.

10.2. táblázat. Közbenső csatolóköri adatai

Ama-tórsáv	Kapa-citás	Induk-tivitás	Tekercsadatok	
			menet-szám	tekercs-átmérő
m	pF	μ H	—	mm
80	200	15	20	60
40	100	10	16	50
20	50	3,5	9	50
15	50	1,5	6	50
10	50	1,0	5	50

Ákár a 10.10. ábrabeli kapacitív csatolást alkalmazzuk, akár pedig a 10.11. szerinti közbenső csatolóköri megoldást, az adóvégfokozat rezgőköri csatlakozási pontját úgy kell megválasztani, hogy a tápvonal közelítően 500 Ω -os hullámellenállása impedancia-helyesen zárja le azt. Ezért először a csatlakozási pont változtatásával, illetve a Collins-szűrő tagjainak változtatásával minimális hullámosságra állítjuk be a tápvonalat, majd a még visszaramaradó hullámosságot a csatlakozási pont változtatásával szüntetjük meg teljesen.

A 10.12. ábra alapján az l sugárzóhossz és a B csatlakozási pont méretei határozhatók meg 80 m-es sávon működő Windom-antennákra. Ha az egyhuzalos tápvonal 1,5...2 mm-es huzalból készül, és elforgatható földelési viszonyok vannak, gyakorlatilag jó illesztéssel lehet számolni.

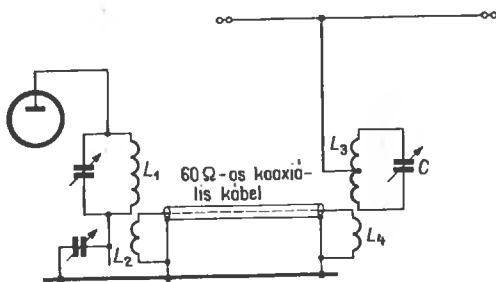


10.12. ábra. Windom-antenna l hosszmeretének és B kapcsolási pont helyzetének változása az üzemi frekvencia függvényében a 80 m-es sávon

Példa. Meghatározandó egy 3700 kHz üzemi frekvencián működő Windom-antenna l sugárhossza és a sugárzó középpontjától számított B távolságban levő csatlakozási pont helye.

Az l sugárhosszt megkapjuk, ha a függőleges rendezőn az üzemi frekvenciához tartozó metszéspontot megkeressük az l diagramon: 39,18 m (az ábrán szaggatott vonallal bejelölve). Hasonlóképpen kapjuk meg a sugárzó középpontjától számított csatlakozási pontot is: 5,38 m (az ábrán jobbra lent szaggatott vonallal jelölve).

A Windom-antenna fent ismertetett kicsatolási módzatait akkor célszerű alkalmazni, ha az adó közvetlenül az antenna-bevezetésén helyezhető el. Ha azonban a tápvonalat először a helyiségen át kell vezetni, akkor számíthatunk arra, hogy a hálózati vezeték nagyfrekvenciát vesz fel és ezzel a szomszédságban jelentős rádió- és tv-vételi zavarokat okozhat.

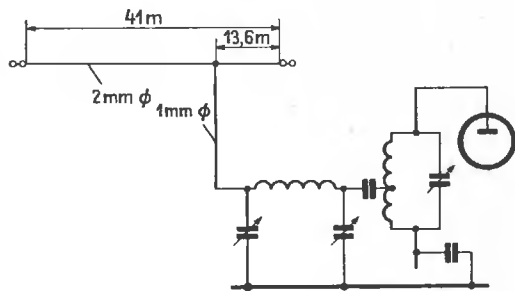


10.13. ábra. Windom-antenna hurokcsatoló-vezetékkel

Az egyhuzalos tápvonal hullámellenállása jelentős mértékben megváltozik, ha a közelében vezető tárgyak vannak (fal stb.). Ilyenkor a helyiségben állóhullámok alakulnak ki. Ezért házon belüli energiaátvitel céljából mindig használjunk a 10.13. ábra szerint hurokcsatoló-vezetékét. Az L_3 tekercs adatait a 10.2. táblázatban adjuk meg. A hurokcsatoló-vezeték méretezését a 8. fejezetben részletesen tárgyaltuk.

10.2.2.1. Többsávú Windom-antenna

VS 1 AA egy többsávú Windom-antennát ismertet, amely az amatőr irodalomban kompromisszumos Windom-antenna néven vált ismertté. Ennél a megoldásnál az energiaszállító huzal át-



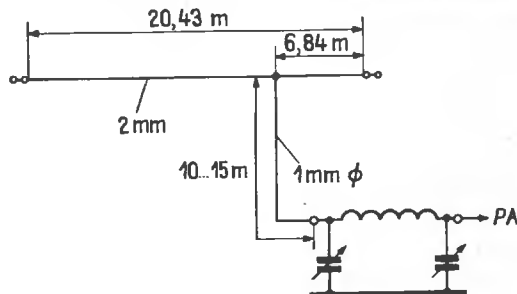
10.14. ábra. VS 1 AA szerinti többsávú Windom-antenna

mérője kisebb, mint a sugárzóé. Így pl. ha a sugárzó huzalátmérője 2 mm, akkor a tápvonal 1 mm átmérőjű huzalból készülhet (az átmérőviszonyok hozzávetőleg 2 : 1).

A 10.14. ábrán egy a VS 1 AA szerinti kompromisszumos Windom-antenna szükséges adataival ellátott vázlatát láthatjuk. Ez valamennyi amatőr-sávban használható, azonban némi helytelen illesztéssel mindegyik sávban számolhatunk. A tápvonal alsó végén elhelyezett aszimmetrikus Collins-szűrő segítségével minden esetben rezonanciába hozható. Ilyenformán az egyhuzalos tápvonal az illesztett és a hangolt tápvonal közötti átmenetet képezi.

A kompromisszumos Windom antenna a 80 m-es sávban mint félhullámú antenna dolgozik, amelynek fő sugárási iránya a sugárzó hossz tengelyére merőleges. A 40 m-es sávban teljes hullámú huzalantennaként dolgozik, a 20 m-es üzemben két teljes hullám, a 15 m-esnél három és a 10 m-esnél négy teljes hullám van a sugárzón. A 11.1. ábrán a különböző üzemmódokhoz tartozó irányjelleggörbét tüntettük fel. Egy csökkentett méretű többsávú Windom-antenna adatai láthatók a 10.15. ábrán.

Ennél az antennánál a tápvonal minimális hossza 10...15 m. A csatoláshoz minden körülmények között Collins-szűrőt alkalmazunk. Meg-



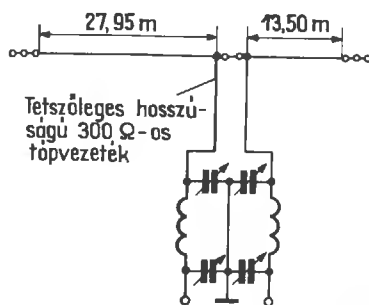
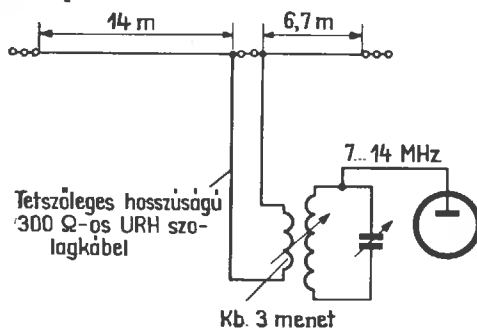
10.15. ábra. Kis méretű többsávú Windom-antenna

jegyzendő, hogy a 80 m-es sávban az antenna nem mint Windom-antenna működik; az egyhuzalos tápvonal ez esetben mint negydhullámú függőleges sugárzó működik, amelynek túl rövid hosszát a csúcskapacitásként szolgáló vízszintes sugárzószakasz egyenlíti ki. A Collins-szűrő segítségével az üzemi hullámhosszon rezonanciakörülmények hozhatók létre. A 40 m-es sávban az antenna az ismert nyolcas alakú sugárzási jellegű görbével rendelkező félhullámú Windom lesz, míg a 20, 15 és 10 m-es sávban (1λ , $1,5\lambda$ és 2λ) a 11.1. szerinti vízszintes irányjellegű görbékkel számolhatunk. Megjegyzendő, hogy ha a fent ismertetett többsávú Windom-antennát a 15 m-es sávban üzemeltetjük, a Windom csatlakozási pontjában az impedancia több ezer Ω lesz. Ebből jelentős illesztetlenség alakul ki, az összes negatív következményekkel. Külföldi kereskedelmi forgalomban levő többsávú Windom-antennáknál a sugárzót a csatlakozási pontnál meg szokták szakítani és baluntranszformátort iktatnak közbe. Ennek segítségével az impedanciát 6 : 1 arányban transzformálják, és biztosítják a koaxiális kábelhez szükséges szimmetrizálást.

10.2.3. Szimmetrikus táplálású többsávú Windom-antennák

A Windom-antennák egyhuzalos tápvonalának hullámellenállása elméletileg 600 Ω . A gyakorlatban azonban a tápvonal hullámellenállását és a csatlakozási pontban a talpponti impedanciát messzemenően befolyásolják az antenna környezete és a földfelszín feletti magassága. Ha az FD 4-Windom adataiból indulunk ki, amelynél a koaxiális kábelhez történő optimális illesztés céljából egy 6 : 1 arányú impedancia-transzformációt alkalmaz, a szokásos antennamagasságok esetében a talpponti impedancia tényleges értéke hozzávetőleg 300...400 Ω -nak adódik. Ennek megfelelően a többsávú Windom-antenna elvileg egy 400 Ω -os tápvonallal is táplálható lenne elfogadható illesztési hiba mellett. Az ilyen szalagkábel megfelelő szimetriaviszonyokat biztosít, az egyhuzalos tápvonallal szemben teljes hossza mentén meghatározott hullámellenállása van, ezért sugárzása viszonylag kicsiny. Ennek megfelelően a szalagkábelrel táplált többsávú Windom-antenna BCI és TVI vonatkozásában lényegesen kedvezőbben viselkedik, mint az egyhuzallal táplált Windom-antenna.

A 10.16.(a) ábrán tetszőleges hosszúságú tv-szalagkábelrel táplált háromsávú Windom-antenna látható. Az antenna a közölt méretekkel a 40 m-es sávban mint félhullámú sugárzó működik, a 20 m-es sávban pedig teljeshullámú antennaként, és mindkét sávban a tápvonalon segítségével helyesen van illesztve. Ha a tápvonalon némi hullámosságot elfogadunk, az antennát még a 10 m-es sávban is jól lehet használni. Ennél az üzemmódnál azonban a tápvonal végére a 10.16.(b) ábra szerint egy Collins-szűrő javasolható. A Collins-szűrő segítségével az antennát a 80 m-es sávban is használhatjuk. Ehhez a szalagkábel végét rövidre kell zárni, és a Collins-szűrőt aszimmetrikus üzemmódban használni. Az antenna ebben az esetben mint függőleges sugárzó működik, a tetején lezáró csúcskapacitással.



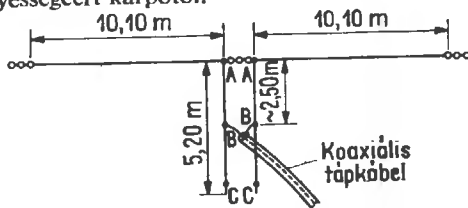
10.16. ábra. Szimmetrikusan táplált többsávú Windom-antenna:
(a) háromsávúantenna; (b) négy-sávúantenna

A 10.16.(b) ábrán egy tv-szalagkábelrel táplált többsávú antenna vázlata látható, amely a 10, 20, 40 és 80 m-es sávban Windom-antennaként működik. E kompromisszumos megoldásnál is a tápvonalon kisebb-nagyobb hullámosság elkerülhetetlenül jelentkezni fog. Ennek következtében az antennát okvetlenül szimmetrikus Collins-szűrő segítségével kell az adó-végfokozathoz csatlakoztatni. Ez ugyan nem szünteti meg az álló-

hullámokat, azonban a rendszert rezonanciába hozza és az adóvégfokozat felé tisztán rezisztív terhelésként jelentkezik. A táplálásnak ez a módja szintén átmenet az illesztett és a hangolt tápvonal között.

10.2.4. Koaxiális táplálású illesztett háromsávós antenna

Ha az antennatelepítés körülményei lehetővé teszik, hogy az antenna betáplálási pontját sáv váltás céljából könnyen hozzáférhetővé tegyünk, akkor a 10, 20 és 40 m-es sávra rendkívül egyszerű, kis helyigényű háromsávós antenna készíthető. Minthogy a 10.17. ábrán bemutatott antenna tesztöléses hosszúságú koaxiális kábellel mindhárom sávon igen jól illeszthető, a sáv váltás körülményességéért kárpótol.



10.17. ábra. Koaxiális kábellel táplált, szimmetrikus háromsávós antenna

A 40 m-es sávban az antenna egy közöséges félhullámú dipólus, amelynek szárhossza 10,10—10,10 m. A koaxiális kábelt a 40 m-es betáplálási ponthoz csatlakoztatjuk (AA), ahol a talpponti impedancia kerekén 60 Ω. Az AA ponthoz csatlakozó 5,20 m hosszú, nyitott kéthuzalos tápvonalszakasz az antenna rezonanciájára és sugárzási jelleggörbéjére a 40 m-es üzemmódban gyakorlatilag kihatással nincs.

Ha az antennát a 20 m-es sávban kívánjuk használni, a koaxiális kábelt a nyitott kéthuzalos tápvonalszakasz alsó végére, CC pontba csatlakoztatjuk. Ennél az üzemmódnál a két sugárzó fél szimmetrikus teljes hullámú dipólus, amelynek talpponti impedanciája tudvalevően nagy (feszültségmaximum). Az 5,20 m hosszú kéthuzalos tápvonalszakasz a 20 m-es üzemmódnál negyedhullámú transzformátorként működik (lásd a 6,5. alfejezetet), amely az impedanciát CC pontban kb. 60 Ω-ra transzformálja le. A kéthuzalos tápvonalszakasz hullámellenállása 500...600 Ω; a huzalátmérő 1,5 mm, míg a huzalok közötti térköz 70 mm lehet (lásd az 5,4. ábrát).

A 10 m-es sávban a sugárzón négy fő hullám

alakul ki, az AA pontban áramminimum van. Ha a koaxiális kábelt a 10.17. ábra szerint BB pontban csatlakoztatjuk, a kéthuzalos tápvonalszakasz a 10 m-es sávban mint negyedhullámú transzformátor működik; a nyitott tápvonalszakasz BB—CC pontig terjedő használatlan része semmilyen hátránnyal nem jár.

A BB és CC csatlakozási pontok optimális helyzetének meghatározásához és jelöléséhez az antennát az alábbiak szerint hangoljuk be: elsők a 10 m-es sávhoz a koaxiális kábelt a kéthuzalos tápvonalnak kb. középpontja táján csatlakoztatjuk, majd a csatlakozási pontot óvatos változtatásával állóhullámarány-minimumot keresünk. Állóhullám-indikátorként a koaxiális kábelbe iktatott reflektométer szolgál. Hasonlóképpen keressük meg a 20 m-es sáv optimális csatlakozási pontját, amikor is a koaxiális kábel csatlakozásának helye a CC pont környezetében lesz. Az optimum általában valamivel feljebb van, mint a tápvonalszakasz vége.

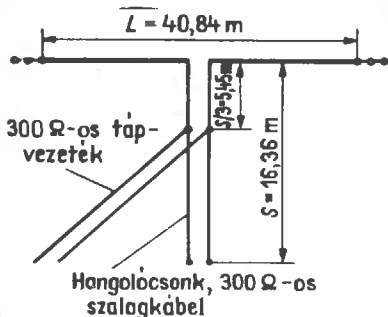
Minthogy a szimmetrikus antennarendszer és az aszimmetrikus koaxiális kábel között szimmetrizáló tag nem kerül alkalmazásra, ezért a koaxiális kábelben könnyen alakulhatnak ki köpenyhullámok és az ezzel járó rádió- és televízió-vételi zavarok. Ilyen esetben sokszor segíthetünk a bajon, ha a koaxiális kábel hosszát egy vagy két méterrel csökkentjük vagy növeljük.

10.2.5. Illesztett többsávós dipólus

Az ismertetett többsávós Windom-antennák esetében azt a pontot keressük meg, ahol az antenna impedanciája több sávon is közel egyforma. Ha most a sugárzót ebben a pontban kettévájuk, és azonos hullámellenállású kéthuzalos tápvonallal tápláljuk, a sugárzási impedancia valamennyi sávban közelítően egyforma lesz.

Ez az elv alkalmazható a nyitott negyedhullámú hangolócsonknál is. A legkisebb üzemi frekvenciára méretezett félhullámú dipólus talppontjához egy nyitott negyedhullámú hangolócsonkot csatlakoztatunk (10.18. ábra). Ha a dipólus 80 m-en rezonáns, akkor a 40, 20 és a 10 m-es felharmonikusokon is közel rezonanciában lesz. A nyitott negyedhullámú hangolócsonk ugyanakkor 40 m-en félhullámú vonalszakaszt képvisel, 20 m-en teljes hullámút és a 10 m-es sávban 2λ-ás vonalszakaszt. Ezen a nyitott hangolócsonkon lesz egy olyan pont, ahol minden említett sávon közel 300

Ω -os impedancia mérhető (lásd a 6.6. alfejezetet). Ha ide egy 300Ω hullámenállású tápvonalat csatlakoztatunk, akkor az antennát mindegyik sávban közel impedanciahelyesen táplálhatjuk. Elméleti számítások és gyakorlati tapasztalatok alapján ez a pont a hangolócsonknak a sugárzótól mért felső harmada táján van.



10.18. ábra. Az illesztett többsávú dipólus

A hangolócsonk és a tápvonal készíthető tv-szalagkábelből. Ilyenkor a szalagkábel rövidítési tényezőjét figyelembe kell venni; a szokásos kivitelű tv-kábeleknél $k=0,8$ -del számolhatunk, vagyis a hangolócsonk tényleges hossza $s=0,8 \cdot \lambda/4$.

A 10.18. ábrán feltüntetett adatokkal elkészített antennán a 80 m-es sáv elején (3,5 MHz) $s=1,8$ állóhullámarányt mértek; ez a sáv felső végén $s=4$ értékig növekedett. A 40 m-es sávban az illesztés igen jónak mondható, mert $s<1,5$, míg 14 és 14,2 MHz között is $s<2$ mérhető. A sugárzó meglepően még 15 m-es sávban is jól működött: az állóhullámarány az egész sávban nem haladta meg az $s=2,5$ értéket. A 10 m-es sávban 29 MHz körül kifejezett rezonancia volt tapasztalható, ahol $s=1,2$ volt. Ez az érték a sáv felső végén már csak $s=2,5$ volt, és a sáv elején $s=3$ -ra romlott.

Illesztett tápvonallal táplált többsávú antennák általában mindig kompromisszumos megoldást képviselnek, azonban úgy tűnik, hogy ez az antenna egy igen kedvező kompromisszumot képez.

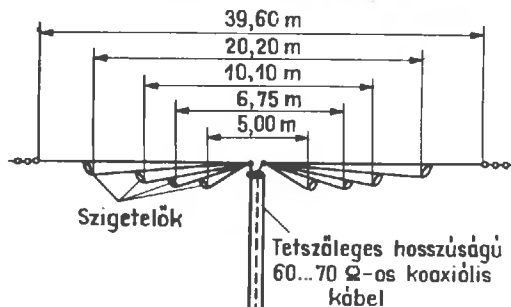
10.2.6. Koaxiális kábelrel táplált többsávú antenna

A 10.19. ábrán koaxiális kábelrel táplált többsávú antennát mutatunk be. Mint az ábrán világosan felismerhető, tulajdonképpen nem is beszélhetünk valódi többsávú antennáról, ugyanis az antenna minden sávra külön sugárzót tartalmaz.

Az antenna anyagigényessége kétségtelenül nagyobb, mint a szokásos kiviteleknél, és mechanikai kivitelezése is okozhat problémákat: a házilag készített antenna önsúlya tekintélyes lehet, és ennek megfelelően az antenna belógása is.

A hasonló elven alapuló ipari kivitelnél a leghosszabb sugárzó olyan különleges nagy szilárdságú acélötvezetből készül, amely a többi, rövidebb dipólusok súlyát hordozza. Ez utóbbiakat közösen — csökkenő hosszúság sorrendjében — jó minőségű műanyagba ágyazzák, úgyhogy az egész antenna egy széles, lapos kábelhez hasonlít.

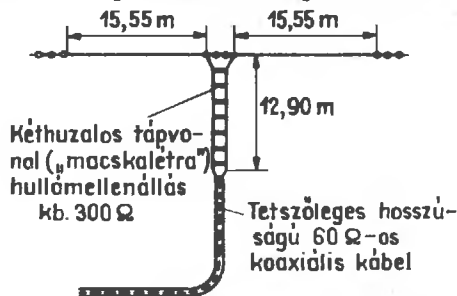
Mínthogy az ilyen típusú antennák valamennyi felharmonikkussal rezonanciában vannak, minden körülmények között Collins-szűrő vagy egyéb aluláteresztő szűrő segítségével gondoskodni kell a felharmonikustartalom csökkentéséről.



10.19. ábra. Koaxiális kábelrel táplált többsávú antenna

10.2.7. G 5 RV többsávú antenna

A 10.20. ábrán egy olyan közkedvelt, kis helyigényű és könnyen elkészíthető többsávú antennát mutatunk be, amely G 5 R V többsávú antenna néven vált ismeretessé. Bár illesztés szempontjából valamivel kedvezőbb, mint a hangolócsonkos dipólus, túlzott reményeket nem szabad hozzáfűzni: kompromisszumos megoldás lévén a nor-



10.20. ábra. G 5 RV többsávú antennája

mál dipólussal szemben legfeljebb a 10 és 15-m-es sávban várható némi nyereség.

A 10.20. ábrán a G 5 R V antenna pontos méreteit is feltüntettük. A 12,9 m hosszú kéthuzalos tápvonalszakasz tulajdonképpen egy — a 10 m-es sávra vonatkoztatott — $\frac{5}{4}\lambda$ szakasz ($\frac{5}{4}\lambda \cdot$ rövidítési tényező). A tápvonalszakasz hullámenellenállása nem túl kritikus, értéke 300 és 400 Ω között lehet. Ha 240 Ω -os tv-szalagkábelből készítjük, valamivel nagyobb lesz a veszteség; a rövidítési tényezőt természetesen itt is figyelembe kell venni: az $\frac{5}{4}\lambda$ a 10 m-es sávban 13,15 m-nek felel meg. Ha a szokásos 0,8-es rövidítési tényezővel számolunk, akkor a tápvonalszakasz tényleges hossza:

$$13,15 \cdot 0,8 = 10,52 \text{ m.}$$

A sugárzók hossza a 10 m-es sávban $6 \cdot \lambda/2$; ennek megfelelően a batápláláson — a sugárzó közepén — feszültségmaximum fog kialakulni, vagyis a bemenet nagy impedanciájú lesz. Az $\frac{5}{4}\lambda$ -ás tápvonalszakasz — mint $\lambda/4$ páratlan számú többszöröse — impedanciafordító transzformációs tag: a nagy impedanciájú bemenetet kis impedanciára transzformálja és viszont. Így tehát a tápvonalszakasz alsó végén feszültségminimumot (kis impedanciát) kapunk, ezért egy 60 Ω -os koaxiális kábellel közel impedanciahelyesen csatlakozhatunk.

A 15 m-es sávban a sugárzó hossza bő, 2 λ lesz, míg az illesztő tápvonalszakasz hossza — 15 m-re vonatkoztatva — valamivel hosszabb lesz, mint $\frac{3}{4}\lambda$. Ennek ellenére elfogadható illesztés érhető el. 20 m-en a két félsugárzó együttes hossza 1,5 λ , ezért a betáplálási pont kis impedanciájú lesz. A tápvonalszakasz ugyanakkor $\lambda/2$ -nél hosszabb, ezért a koaxiális kábel illesztése nem lesz kifogástalan: az antenna 20 m-es sávban nem működik jól, mert a tápvonalon kialakuló állóhullámok jelentős veszteséget okoznak.

Még kedvezőtlenebbek lesznek a viszonyok a 40 m-es sávban, ahol a sugárzó dipólusnak túl hosszú, egészhullámú sugárzónak pedig túl rövid. Így tehát a tápvonalszakasz mintegy meghosszabbított része lesz a sugárzónak; az ilyenformán kikényszerített rezonancia következtében a G 5 RV-antenna a 40 m-es sávban csupán szükség-antenna szerepét töltheti be.

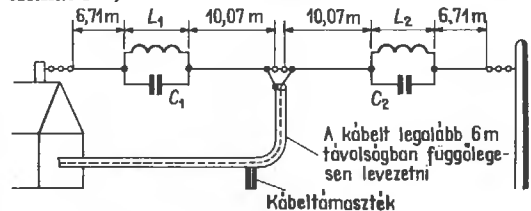
Hasonlóan kedvezőtlen a helyzet a 80 m-es sávban is: az antenna csak a tápvonalszakasszal együtt hangolható ki, és a jelentős mértékű illesztetlenség következtében a koaxiális kábelben nagy

lesz a veszteség. Az antennát — valamennyi kompromisszumos megoldáshoz hasonlóan — feltétlenül Π -szűrő segítségével kell az adóhoz csatlakoztatni. Kedvező helyen telepítve a 10 és 15 m-es sávban elfogadható teljesítményt nyújt, azonban a kisebb frekvenciájú sávokban csak szükségmegoldás marad.

A G 5 RV-antennát sokszor szokták úgy beállítani, hogy a 15 és a 20 m-es sávban adjon optimális eredményeket, míg az optimális illesztésre a 10 m-es sávban kisebb súlyt helyeznek; különösen áll ez a napfolt-tevékenység-minimum időszakában. DM 2 DGO ennek megfelelően úgy módosította a G 5 RV-antennát, hogy az eredetileg 12,90 m hosszúságú kéthuzalos szakaszt (lásd a 10.20. ábrát) 9,60 m-re csökkentette. A rövidítési tényező figyelembevételével ez a hosszúság a 20 m-es sávban $\lambda/2$ -nek, a 15 m-es sávban $\frac{3}{4}\lambda$ -nak felel meg. Ebben a megoldásban a G 5 RV-antenna a 15 m-es és a 20 m-es sávban jól illeszthető a koaxiális kábelhez — igaz, hogy a 10 m-es sávbeli üzemmód rovására.

10.2.8. A W 3 DZZ többsávú antenna

Az illesztett többsávú huzalantennák közül különös figyelmet érdemel a W 3 DZZ által először közölt koaxiális táplálású antenna, amely viszonylag kevés fáradtsággal készíthető el és gondos behangolás után valamennyi sávban jó eredményeket ad. Az antenna külsőleg jellegzetes zárókörreiről (angolul: trap) ismerhető fel; helyigénye kicsi és segítségével a 10,15 és 20 m-es sávban az egyszerű dipólussal szemben észrevehető nyereség érhető le. Ha a 10.21. ábra méretezési adatait pontosan betartjuk, pótlólagos korrekciókra általában nincs szükség. Az antennamegoldás Angliában G 8 KW-Multi banddipol (=többsávú antennaként) vált ismeretessé.



10.21. ábra. W 3 DZZ antennája

A sugárzó két szárába iktatott zárókörök, L_1 és L_2 tekercek induktivitása 8,3 μH és a C_1 és C_2 kondenzátorok kapacitása 60 pF; ebből a rezonanciafrekvencia 7050 kHz. Az L_1 és L_2 tekercek

elkészítéséhez a tájékoztató adatok a következők: a tekercsátmérő 50 mm, hossza 80 mm, menetinek száma 19. A tekercs hosszát változtatva grid-dip mérővel 7050 kHz-re kell hangolni a záróköröket.

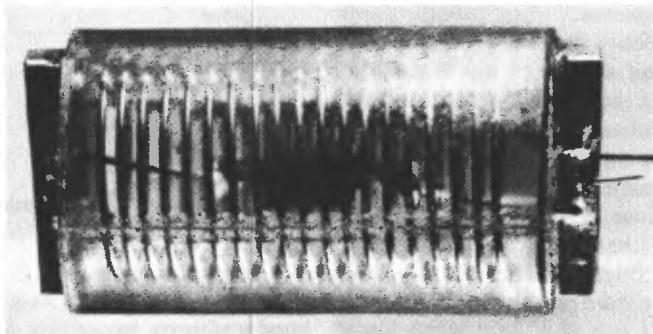
A W 3 DZZ-antenna működése a zárókörök kivitelén és minőségén múlik: nemcsak nagy körjóságot kell biztosítani, hanem az alkatrészek hőmérsékleti tényezőit is figyelembe kell venni. A szabadban telepített antenna az időjárás viszonyosságainak kitéve szélsőséges hőmérsékleti körülmények között dolgozik. A nagy hőmérsékleti ingadozások a zárókör rezonanciafrekvenciáját eltolhatják. Így könnyen előfordulhat, hogy a nem megfelelő alkatrészekből készített W 3 DZZ-antenna bizonyos hőfoktartományban jól működik, míg nagyon hideg vagy nagyon meleg időben csődöt mond. Ezért célszerű a záróköröket végleges beépítés előtt hőfokkompenzálni: enyhén pozitív hőfoktényezőjű tekercsrel kisebb-nagyobb negatív hőfoktényezőjű kondenzátort kell párhuzamosan kötni, esetleg több különféle hőfoktényezőjű kondenzátor-kombinációkat. Az eredő kapacitásnak természetesen mindig 60 pF-on kell maradnia. Az így elkészített zárókör rezonanciáját hideg állapotban (pl. egy-két órás hűtőszekrényben történő tárolás után) mérjük, majd pl. elektromos hajszárítóval megmelegítve ellenőrizzük a rezonanciafrekvencia esetleges vándorlását és a vándorlás irányát.

A zárókörön nagy feszültség alakul ki, ezért feltétlenül nagy üzemi feszültségű kerámiakondenzátorokat kell alkalmazni; itt még a 3 kV-os vizsgálati feszültségű kondenzátor alkalmazása sem túlzás! Jó minőségű tekercs készíthető 2 mm átmérőjű ezüstözött rézhuzalból. A kondenzátort feltétlenül vízmentesen kell betokolni, pl. kis méretű polisztirol dobozkába Technocollal beragasztani. Még jobb megoldás, ha az egész zárókört

polisztirol dobozba építjük. Ez esetben nemcsak a zárókör körjóságát biztosítjuk esős, nedves időben, hanem a zárókörön a kifeszítés következtében jelentkező néha igen tetemes mechanikai igénybevételt némi leleményességgel megfelelően méretezett műanyag lemezdarab segítségével csökkenthetjük. A W 3 DZZ-antenna rezonanciafrekvenciája 3,7 MHz, 7,05 MHz, 14,1 MHz, 21,2 MHz és 28,4 MHz. A sugárzó 80 m-en mint félhullámú dipólus dolgozik. A teljes sugárzóhossz azonban csupán 33,56 m, vagyis félhullámú sugárzónak túl rövid; az L_1 és L_2 tekercsek mint hosszabbító tekercsek működnek, így az egész komplexum rezonanciafrekvenciája 3700 kHz lesz.

A 40 m-es sávban a két rezgőkör mint zárókör dolgozik; a zárókörök a 7050 kHz-es rezonanciafrekvencián olyan nagy impedanciát képviselnek, hogy 40 m-en a sugárzónak csupán a két, 10,07 m-es szakasza sugároz, vagyis a W 3 DZZ a 40 m-es sávban is mint félhullámú dipólus dolgozik.

A sugárzó elektromos hossza 20 m-en $1,5\lambda$, 15 m-en $2,5\lambda$ és 10 m-en $3,5\lambda$. 14 MHz-en C_1 és C_2 kondenzátorok elektromosan csökkentik a sugárzó hosszát, míg 21 és 28 MHz-en az L_1 és L_2 tekercsek a sugárzó elektromos hosszát a rezonanciafrekvenciáig növelik. A táplálási pontban minden esetben árammaximum van, és így a táplálás kis impedancián $60...75 \Omega$ hullámmellenállású koaxiális kábel segítségével végezhető. A hullámosság egyetlen sávban sem haladja meg az $s=2$ értéket. Még kedvezőbb megoldás, ha az antenna táplálását 120 Ω -os árnyékolt kéthuzalos tápvonallal az ún. kettős koaxiális kábel segítségével végezzük. Ezzel egyrészt szimmetrikus táplálás biztosítható, másrészt — mivel az antenna talponti impedanciája 20, 15 és 10 m-es sávban 120 Ω körül van — a DX-sávokban szinte tökéletes illesztés érhető el. A 40 és 80 m-es sávban a hul-



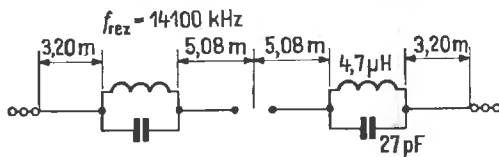
10.22. ábra. Többsávós W 3 DZZ-antenna záróköre DM 2 AKN szerinti kivitelben

lámossági tényező a szokásos határok között mozog és nem haladja meg az $s=2$ értéket egy esetben sem.

Mint a 10.21. ábrán látható, a tápvonal a betáplálási ponttól legalább 6 m hosszban a sugárzóra merőlegesen, vagyis függőlegesen helyezendő el. Ez egyébként olyan általános érvényű szabály, amit minden antennatáplálásnál célszerű betartani. A tápvonal hossza elvileg tetszőleges lehet, azonban gyakorlati tapasztalatok alapján optimális eredmények akkor érhetők el, ha a tápvonal 28,4 MHz-en $7 \cdot \lambda/2$ hosszúságú. Ez a koaxiális kábel rövidítési tényezőjének figyelembevételével

$$\frac{7 \cdot 10,6}{2} \cdot 0,66 \approx 24,5 \text{ m.}$$

Ha ez nem bizonyulna elégnek, akkor a hossz $\lambda/2$ bármilyen páratlan számú többszöröséig növelhető. A méretezésnek e módja az aszimmetrikus táplálás következtében könnyen kialakuló köpenyhullámok csillapítását segíti elő. Ha a fentebb említett 120 Ω -os kábellel dolgozunk, a tápvonal méretezésekor erre nem kell tekintettel lenni.



10.23. ábra. W 3 DZZ-antenna háromsávós változata

Három sávon működő „mini” W 3 DZZ-antenna vázlata látható a 10.23. ábrán. Az antenna teljes hossza alig 17 m és a 40 m-es, 20 m-es és a 10 m-es sávon használható. A két zárókör rezonanciafrekvenciája 14,1 MHz, a kercsek induktivitása 4,7 μH , a kondenzátor 27 pF. A rezgőkörök 40 m-en elektromosan meghosszabbítják a sugárzót félhullámú rezonanciához szükséges méretre, míg 20 m-en a 14,1 MHz-es záróhatás érvényesül: az antenna két szélső szakasza szempontjából ekkor hatástalan, és a két belső szakasz félhullámú dipólusként dolgozik. A 10 m-es sávban a sugárzó 2,5 λ -s dipólussá alakul, ugyanis a regőköri kercsek hosszabbító hatásának következtében elektromos hossza eléri a rezonanciához szükséges méretet. Az antenna táplálásával és kivitelezésével kapcsolatban a W 3 DZZ-antennánál ismertetett elvek szerint járhatunk el.

10.3. Kis helyigényű antennák

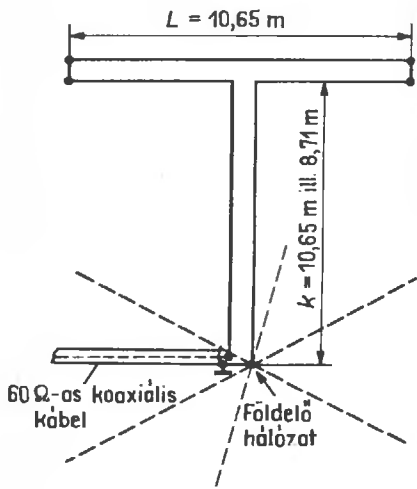
Mint eddigi fejtegetéseinkből kiderül, a legtöbb antennarendszer teljesítőképessége méreteivel arányosan növekszik. „A legolcsóbb végfokozat egy jó antenna” elv alapján érthető az amatőrök törekvése, hogy minél jobb antennát igyekezzenek készíteni és telepíteni. Ennek a törekvésnek általában helyi adottságok szabnak határt.

A háztetőn általában annyi hely mindig szokott lenni, hogy legalább a rövidebb amatőrsávokra jó hatásfokú antennát építsünk. Legtöbb kezdő amatőrtársunk azonban a közkedvelt „játsszótér”, a 80 m-es sávban teszi meg az első lépéseket. Itt azonban az antennakészítés — a jó hatásfokú sugárzó tekintélyes mértéke következtében — többnyire problematikusá válhat. Az irodalom behatóbb tanulmányozása után azonban még a legnehezebb helyzetre is található megfelelő megoldás; általános érvényű „csodaképlet” nem létezik, de a helyi adottságok figyelembevételével az alább ismertetendő 80 és 40 m-es antennák közül valamelyik bizonyára alkalmazható lesz. Ha az antennák méret szerinti lemásolása valamilyen okból nem is oldható meg, a felsorolt típusok és méretezésükkel kapcsolatos fejtegetések ösztönzésül szolgálhatnak.

10.3.1. A kétsávós T-antenna

A 10.24. ábrán bemutatott T-antenna rendkívül kis helyigényű, ennek ellenére a 80 és 40 m-es sávban teljes értékű, jó hatásfokú sugárzónak tekinthető.

Az antenna 80 m-en mint függőlegesen polarizált $\lambda/4$ hosszúságú kéthuzalos sugárzó működik. Működése a 10.25. ábra kapcsán értelmezhető. A 10.25.(a) ábrán függőleges hurokdipólus fele látható; a 10.25.(b) ábrán ugyanez a sugárzó látható, csupán a felső része (az ábrán látható nyíl irányában) benyomott állapotban van. Az ilyenformán keletkező T alakú antennaképződmény a betáplált nagyfrekvenciás energia legnagyobb hányadát a függőleges szakaszáról sugározza le, míg a vízszintes szakasz inkább lezáró tetőképességű szerepét tölti be. A sugárzót kiegészítő második negyedhullámú szakasz tükröképes elrendezésben a földben képzelendő el (*Marconi-antenna*). Ezért az ilyen típusú antenna jó működésének elengedhetetlen feltétele a kifogástalan földelés. A ki-

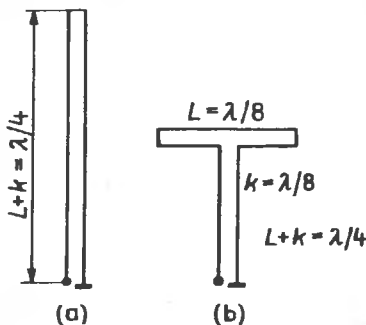


10.24. ábra. Kétsávú T-antenna

fogástalan földelés szerepéről és elkészítéséről a későbbiekben a függőleges polarizációjú rövidhullámú antennák tárgyalásakor lesz részletesebben szó (lásd a 19.1. alfejezetet).

A 40 m-es üzemban a sugárzó függőleges szakaszának hossza pontosan $\lambda/4$ lesz; így tehát negyedhullámú transzformátornak tekinthető, amely a kis impedanciájú tápvonalat (koaxiális kábel) az antenna vízszintes szakaszán levő nagy impedanciájú betáplálási pontjához impedanciahelyesen illeszti.

Az antenna vízszintes szakaszának hossza $L=10,65$ m, kivitelét illetően hurok-dipólushoz hasonlítható. A két vezető közötti térköz nem kritikus, mindkét szakasznál 300...500 Ω hullámellenállásra méretezhető az 5.4. ábra alapján. A függőleges szakasz hossza ugyancsak $V=10,65$ m lehet, ha kéthuzalos, légszigeteléses kivitelben készül. Itt alkalmazhatjuk a bevált „létra” megoldást, azonban kedvezőbb a kereskedelemben



10.25. ábra. T-antenna a 80 m-es sávban:

(a) függőleges $\lambda/4$ -sugárzó; (b) a függőleges méret csökkentése a $\lambda/4$ rezonancia megtartása mellett

kapható 240 Ω -os tv-szalagkábel alkalmazása. Ez esetben a tápvonal rövidítési tényezőjét is figyelembe véve, Z mérete az alábbiak szerint alakul:

$$Z=0,8 \cdot 10,65 = 8,71 \text{ m.}$$

Az antenna magassága így mintegy 2 m-re csökken, ami adott esetekben kedvező lehet.

Mínthogy az antenna a 80 m-es sávban mint függőlegesen polarizált negyedhullámú sugárzó működik, lényeges, hogy alsó része lehetőleg függőlegesen helyezkedjék el. Alsó vége lehetőleg a talajszintig érjen, hogy földelése közvetlenül, káros hurokképződés nélkül legyen megoldható. Ugyanítt csatlakoztatjuk az antenna másik szárát a 60 Ω -os koaxiális kábel éréhez; ennek hossza tetszőleges lehet és akár a talajszinten is telepíthető.

Mivel az antenna a tápvonalon át közvetlenül földelve van, külön villámvédelemről ez esetben gondoskodni nem kell.

10.3.2. Rövidített dipólus a 80 és 40 m-es sávhoz

A 80 m-es félhullámú dipólus készítése méretei miatt sokszor nehézségekbe ütközik. Ilyenkor a sugárzó hosszát hosszabbító tekercsekkel megfelelő mértékben csökkenthetjük.

A tekercsek elhelyezése rendkívül kritikus: minél közelebb kerül a sugárzó kialakuló áramcsomóponthoz, annál fokozottabb mértékben fejt ki rövidítő hatást. A sugárzón a tekercs helyzetét változtatva található egy — és csak egy — olyan pont, ahol a tekercs olyan hatást vált ki, hogy a sugárzó két harmonikus frekvencián lesz rezonáns. A jelenséget egy kellemetlen mellékhatás kíséri: az antenna annál keskenyebb sávban fog kielégítően működni, minél rövidebb a teljes sugárzó. Ez azt jelenti, hogy egy 80/40 m-re méretezett antenna a 40 m-es sávot teljes egészében átfogja, mert ez esetben a sugárzó hossza közelítően félhullám; ugyanakkor a 80 m-es sávban a sáv szélesség legfeljebb 80 kHz lesz, mivel itt a sugárzó már lényegesen rövidebb, mint $\lambda/2$.

Minden hosszabbító tekercs segítségével geometriailag csökkentett méretű antennánál három független változó van: a sugárzó hossza, a hosszabbító tekercs induktivitása és geometriai helyzete. Gyakorlati tapasztalatok alapján egy megfelelően csökkentett méretű a 40 és 80 m-es sávban egyaránt jól működő dipólushoz legjobban a

120 μ H inductivitású tekercsek váltak be. A 10.26. ábrán egy, a 80 m-es sáv távíró részére méretezett antennát mutatunk be, amely ugyanakkor az egész 40 m-es sávban is működtethető. Ennek a kétsávós antennának teljes hossza 26 m. Minthogy



10.26. ábra. 80/40 m-es kétsávós rövid dipólus

félhullámú dipólusról van szó, talpponti impedanciája 60 Ω . A két hosszabbító tekercs inductivitása 120 μ H; ilyen tekercs könnyen készíthető úgy, hogy egy közel 26 m átmérőjű műanyag csőre 1 mm-es lakk-szigetelésű rézhuzalból 200 menetet csévélünk fel szorosan; tekercstestnek a $3/4$ collos vastag falú, vízvezeték célokra szolgáló PVC-cső vált be jól. Az elkészített tekercset mechanikai rögzítés és az időjárás viszontagságai elleni védelem céljából több réteg jó minőségű védőlakkal (pl. benzolban oldott polisztirol) kell ellátni.

Ha az antenna rezonanciáját a 80 m-es sáv felső végére (fónia-tartomány) akarjuk eltolni, akkor az L_2 méreteket kb. 1,25 m-re kell csökkenteni.

Hasonló típusú, azonban enyhén lejtő szárúval még egyszerűbben telepíthető, csökkentett méretű dipólus vázlatát látható a 10.27. ábrán. A középső tartóoszlop magassága 7 m és a két szélső csupán 1,5 m. A figyelmes olvasónak fel fog tűnni, hogy a sugárzó két szára a középnél fémes érintkezésben vagy egymással és a koaxiális kábelhez delta-illesztőtagon át csatlakoznak (lásd a 6.1. alfejezetet).

A 80 m-es sávban az antenna rezonanciája a fónia-tartományba (kb. 3700 kHz) esik. A két hosszabbító tekercs adatai megegyeznek a 10.26. ábrabeliekével. Minthogy az antenna viszonylag

alacsony felfüggesztése következtében a talaj hatása már nem hanyagolható el, telepítés után célszerű a tényleges rezonanciapontokat grid dip mérővel ellenőrizni.

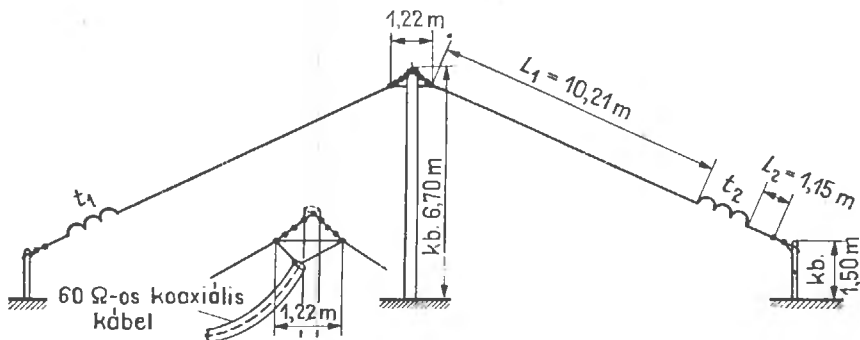
Mindkét antenna az adóvégfokozathoz aszimmetrikus Collins-szűrővel csatlakoztatható legkedvezőbben (lásd a 8.1.1. pontot).

A középső tartóoszlop további hasznosításaként — és nem utolsósorban jobb kitémasztása céljából — a 80/40 m-es antennára merőlegesen egy, a 20 m-es sávra méretezett félhullámú sugárzót is szerelhetünk. A merőleges elhelyezést első sorban mechanikai szempontok teszik indokolttá, elektromos szempontból a két sugárzó által bezárt szög hegyesszög is lehet. A 20 m-es dipólus két szárának hossza 5,04 m; szükség esetén még 15 és 10 m-es dipólusokat is szerelhetünk a tartóoszlopra, továbbá függőleges sugárzó hordozására is használható. Ez az utóbbi megoldás a rövidebb sávok esetében feltétlenül jobb hatásfokot biztosít.

10.3.3. A huzalpíramis

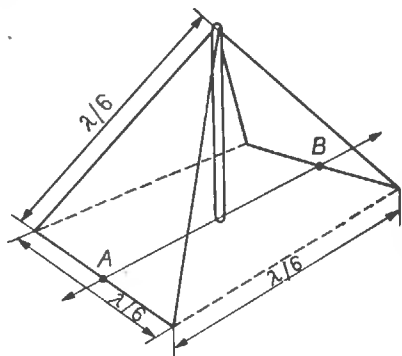
A nafoltminimum időszakában a 80 m-es sáv megelégnél, mivel ilyenkor a rossz terjedés következtében a 10 és 15 m-es sávok alig vagy csak ritkán használhatók. A DX-vadászok számára ilyenkor a 80 m-es sáv tartogat néha kellemes meglepetéseket, azonban ezeket csak jó hatásfokú antennákkal lehet kihasználni.

Egy jó minőségű 80 m-es antenna sajnos nagy helyigényű és magas tartóoszlopot tesz szükségesé. Minimumnak a 40 m-es hossz és a 20 m föld feletti magasság tekinthető, és még ez esetben sincs biztosítva a lapos lesugárzás: az antennát körülvevő akadályok, különösen a vízszintesen



10.27. ábra. Lejtős szárú rövid dipólus a 80 és 40 m-es sávokra

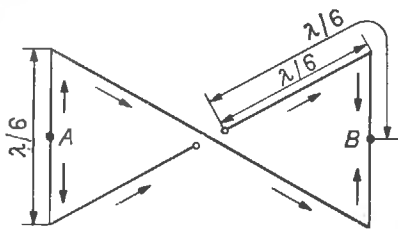
húzódo vezetékek, esőcsatornák és ereszek, egyéb fémes szerelvények stb. a sugárzási jelleggörbét nagymértékben befolyásolhatják. Ilyenkor ellenőrizhetetlen abszorpció és reflexió következtében az elektromosan hatásos antennamagasság a tényleges geometriai magasságnál lényegesen kisebb lesz. A félhullámú dipólus elméletileg 60...70 Ω -os talpponti ellenállása ilyenkor ugyancsak kisebb lesz. Ezért amatőr körökben ritka az olyan 80 m-es antenna, amelynek sugárzási tulajdonságai tényleg jók.



10.28. ábra. A huzalpiramis vázlata

Legtöbb esetben tudatosan megelégszünk valamilyen csökkentett méretű „részmegoldással”, és a sugárzó gyenge hatásfokát az adó teljesítményének fokozásával igyekszünk kompenzálni.

Kevésbé terjedt még el az alábbiakban ismertető, *huzalpiramisnak* nevezhető antenna (10.28. ábra), amely 14 × 14 m alapterületen és egyetlen 13 m magas tartóoszlop segítségével telepíthető. Az antenna kiváló sugárzási tulajdonságaival elsősorban a 80 m-es sávra ajánlható.



10.29. ábra. Áramirányok a huzalpiramison

A piramis huzalhossza 1λ , és a huzal egyúttal a tartóoszlop merevítésére is szolgálhat. A huzalt és a rajta kialakuló antennaáramok irányát a 10.29. ábrán tüntettük fel: az antenna két, $\lambda/6$ oldalú egyenlőszárú háromszög, amelynek központi betáplálás következtében a négy lejtős szakaszon azo-

nos fázisú antennaáram alakul ki, míg a vízszintes szakaszokon az árameloszlás ellentétes fázisú; az A és B pontokban feszültségmaximum lesz. A fentiekből következik, hogy az antenna két vízszintes szakasza a sugárzásszempontjából elhanyagolható.

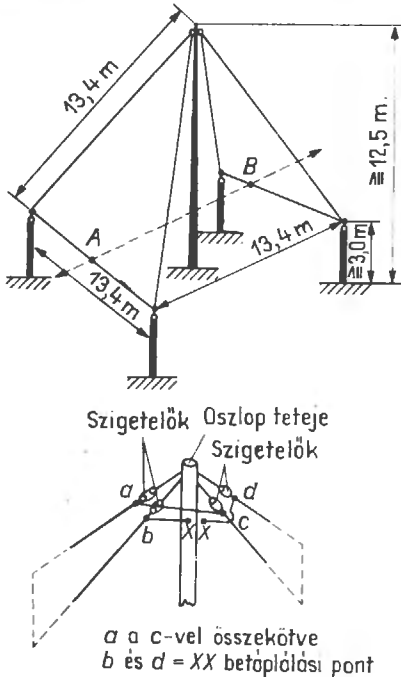
A sugárzási diagram maximuma az $A-B$ irányban van, azonban ez a maximum nem kifejezett: az antenna gyakorlatilag körsugárzóznak tekinthető. A sugárzási jelleggörbét és a talpponti ellenállást a piramis csúcshöze, a tartóoszlop magassága és a talaj minősége határozzák meg. Mivel az antenna ellenállása a betáplálási pontban 60 és 100 Ω között van, tetszőleg hosszúságú koaxiális kábel segítségével táplálható.

Az antenna hatásfoka magasságával nő: a tartóoszlop ne legyen 13 m-nél rövidebb és az antenna vízszintes szakaszainak föld feletti magassága 3 m-nél kisebb. A huzalpiramisnak meglehetősen éles rezonanciája van, vagyis keskenysávú. Mivel emellett általában hangolt tápvonal segítségével szokás táplálni, előfordulhat, hogy a szokásos antennahangoló egységekkel nem sikerül kihangolni. Ha a sáv szélein a hatásfok túlságosan lecsökkenne, az antenna rezonanciapontját viszonylag egyszerűen módosíthatjuk: az antennát a sáv felső tartományára (pl. 3750 kHz) méretezzük, és szükség esetén A és B pontokhoz erősített huzaldarab — pl. rácsíptetett mérőzsinórral — a rezonanciát lejjebb hozhatjuk. Tájékoztató adatként szolgálhat, hogy egy 45 cm-es huzaldarab hatására a rezonanciafrekvencia mintegy 50 kHz-cel csökken.

Ezért általában célszerű az antenna rezonanciafrekvenciáját 3700 kHz-re méterezni. Ilyenkor a 3600...3800 kHz közötti telefonia-tartományban jó hatásfokkal működik az antenna. Ha táviróüzemmódban akarjuk használni, a 3550 kHz-es tartományra hangolhatjuk át. E célból az A és B pontokra krokodilcsipesz segítségével egy-egy 135 cm hosszú huzaldarabot akaszthatunk.

Mechanikailag stabilabb és elektromos szempontból szabatosabb megoldás a következő. A tartóoszlop és az A , illetve B pontok közé az antenna készítésére használt huzalból szigetelődiókkal elválasztott 45 cm, illetve 90 cm hosszúságú darabokat feszítünk ki; a szigetelők áthidalásával az antenna rezonanciája kb. 50, illetve 100 kHz-es lépésekben változtatható. Az áthidalás az adószobából távvezérléssel is megoldható, ha megfelelő reléket alkalmazunk. Mínthogy A és B pontokban feszültségminimum van, jó minőségű szigetelőket és antenna-átkapcsolókat kell használni. A rezonanciafrekvenciát a tápvonal adó felőli végén

grid dip mérővel határozhatjuk meg. A 10.30. ábrán feltüntetett méretek 3700 kHz-es rezonanciára vonatkoznak.



10.30. ábra. Huzalpiramis kivitele és méretei (rezonanciafrekvencia 3700 kHz)

Az egész konstrukció mechanikai stabilitása érdekében célszerű a négy sarokoszlopot nemfémesen (pl. perlon kötél segítségével) kifelé feszítve rögzíteni. A koaxiális kábelt — gyakorlati tapasztalatok alapján — általában $\lambda/2$ hosszúságúra méretezzük; ez a 0,66-os rövidítési tényezőt figyelembe véve 26,75 m-es hosszat képvisel. Szimmetrizálásra nincs szükség, és a középső tartóoszlop további antennarendszerek hordozására is használható.

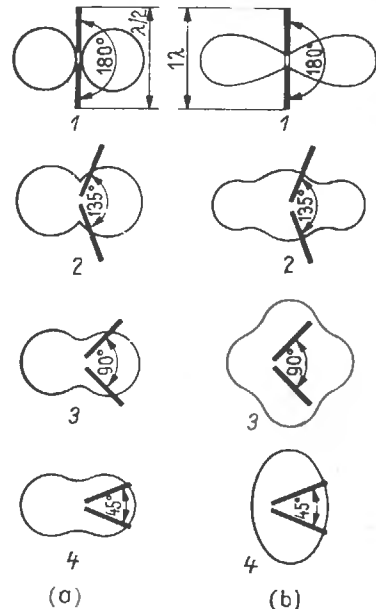
Az antenna további előnyeként említendő, hogy a lejtős sugárzószárak következtében a szomszédos vízszintes fémtárgyak (ereszek, vezetékek stb.) lényegesen kisebb mértékben befolyásolják a sugárzási jelleggörbét, mint a szokásos kivitelű vízszintes antennák esetében.

10.4. Körsugárzó V-dipólus

Központi jellegű (pl. klub-) rádióállomások esetében kívánatos a körsugárzó antenna használata. Független antennák vízszintes sugárzási jelleggörbéje szabályos kör. Sajnos azonban a „hossz-

szabb” amatőrsávokban függőleges dipólusok aligha készíthetők: egy, a 80 m-es sávra méretezett antenna magassága 40 m (!) lenne; míg az egyszerű negyedhullámú sugárzó, mint pl. egy ground-plane- vagy Marconi-antenna is kb. 20 m magas lenne.

Egyszerűbben oldható meg a feladat vízszintesen kifeszített huzalantenna segítségével, amely — megfelelően alakítva — az E -síkból közelítően kör alakú sugárzási jelleggörbét ad. Mint az a 10.31. ábrán vázolt görbeseregéből kitűnik, a vízszintes dipólus jelleggörbéje módosítható, ha a dipólust középen megtörve, két szárát a vízszintes síkban egymáshoz különböző szögben feszítjük ki. Az egyenes dipólus nyolcas alakú jelleggörbéjének két minimuma [10.31.(a1) és (b1) ábrák] a két szár által bezárt szög csökkenésével fokozatosan kitöltődik és többé-kevésbé kör alakú jelleggörbébe megy át. Az ábrán bemutatott jelleggörbék közül kiindulva különféle, az adottságoknak legjobban megfelelő V- vagy szögdipólusok készíthetők.



10.31. ábra. Vízszintes V-dipólus vízszintes síkbeli irányjelleggörbéi:

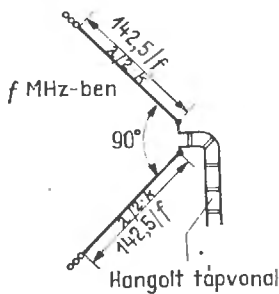
- (a) félhullámú dipólus: 1 — egyenes $\lambda/2$ -dipólus; 2 — 135° -os $\lambda/2$ dipólus; 3 — 90° -os $\lambda/2$ dipólus; 4 — 45° -os $\lambda/2$ -dipólus;
 (b) teljes hullámú dipólus: 1 — egyenes λ -dipólus; 2 — 135° -os λ -dipólus; 3 — 90° -os λ -dipólus; 4 — 45° -os λ -dipólus

A szögdipólusok egyetlen „szépséghibája”, hogy elméletileg egyetlen szögnél sem érhető el tökéletes körsugárzás; az amatőr-gyakorlatban azonban többnyire az is elegendő, ha az antenna sugárzási jelleggörbéjében nincs kifejezett minimum.

10.4.1. A teljeshullámú V-dipólus

A derékszögben megtört egyszerű vízszintes huzalantenna [10.31.(b3) ábra] teljeshullámú szög-dipólusnak tekinthető. Vízszintes sugárzási jellegűvé közelítően kör alakú, emellett többsávos antennaként is használható. Ez az antennatípus amatőrökben még nem tudott elterjedni, noha „jó családból” származik. Az URH- és tv-adás-technikában használatos U-antennák, négyzetes sugárzók, illetve ezek korszerű változatainak rokona.

A 10.32. ábrán kivitelezési vázlata és a méretezéséhez szükséges adatok láthatók. A két hossz



10.32. ábra. Körsugárzó teljeshullámú V-dipólus

$k \cdot \lambda/2$, ahol k a rövidítési tényező. Ha a derékszögű teljeshullámú szög-dipólust a 40 m-es sávra méretezzük, akkor a 80 m-es sávban mint félhullámú V-dipólus fog működni. Ez esetben a sugárzási jellegűre a 10.31.(a3) ábrabeli alakot fogja ölteni, vagyis kifejezett körsugárzásról már nem beszélhetünk, azonban az egyenes dipólusok jellegzetes sugárzásminimumai sem lépnek fel. Ugyanakkor az antenna a 20, 15 és 10 m-es DX-sávokban is használható: itt már a V-antennákra jellemző kifejezett irányító hatás érvényesül; a fő sugárzási nyaláb a szögfelező vonalában mindkét irányba alakul ki.

Többsávos üzemeltetés esetén hangolt tápvonalat kell használni, míg kizárólag egysávos üzemnél tetszőleges hosszúságú illesztett tápvonalat alkalmazhatunk. A pontos illesztés érdekében zárt, negyedhullámú illesztőtág használata javasolható.

Emellett ismeretesek még további vízszintes körsugárzó dipólusok (kereszt-dipólus, lóhere-sugárzó), amelyek méreteik miatt a rövidhullámú tartományban nem tudtak elterjedni. Ezért ezeket majd az ultrarövid hullámú antennák fejezetében tárgyaljuk.

11.

Huzalantennák

A *huzalantennák* (angolul: long wire = hosszú huzal) még az amatőrrádiózás hőskorában terjedtek el, ma azonban csak ritkán és rendszerint valamilyen különleges kivitelű formájával találkozhatunk olyan QTH-kon, ahol elegendő hely van ezeknek az ugyancsak nem kis méretű sugárzóknak a telepítésére. A huzalantennák idegen elnevezésében szereplő „hosszú” jelző ugyanis arra utal, hogy a sugárzó minden esetben hosszabb, mint az üzemi frekvenciának megfelelő hullámhossz, vagyis az antenna felharmonikusán van gerjesztve. A táplálás módjától és egyéb szerkezeti megoldásoktól függően Fuchs-antennának, V-antennának, rombusz-antennának stb. elnevezett huzalantennákat egységes szempontok alapján méretezik.

A huzalantennák legfontosabb erénye olcsóságuk és egyszerű kivitelük; helyigényük azonban igen nagy: minél hosszabb egy huzalantenna, annál nagyobb lesz az elérhető nyereség és annál élesebb lesz az irányítóhatás. A hosszúság ebben a vonatkozásban relatív fogalom, ugyanis mindig az üzemi hullámhosszra vonatkozik.

Huzalantennák méretezése az alábbi összefüggés alapján lehetséges:

$$l = \frac{150(n - 0,05)}{f}, \quad (11.1)$$

ahol l a sugárzó hossza m-ben;

n a sugárzón kialakuló félhullámok száma;

f az üzemi frekvencia MHz-ben.

A sugárzó hosszának növelésével a fő sugárzási irány egyre inkább közelíti meg az antenna hossz tengelyét. Ezzel párhuzamosan koncentrálódik a sugárzás a főnyalámban, azonban az antenna hosz-

szának növelésével a melléknyalábok száma is nő. A 11.1. ábrán néhány különböző hosszúságú huzalantenna E síkbeli sugárzási jelleggörbéjét mutatjuk be.

Az ábrákon jól látható a melléknyalábok számának növekedése: ezek a melléknyalábok általában nem hátrányosak, mert a huzalantennának körsugárzó jellegű adnak: ezekben az irányokban közel akkora nyereség érhető el, mint a félhullámú sugárzóval, míg a főnyaláb irányában jelentős antennanyereséggel számolhatunk. Hozzájárul ehhez még az is, hogy a huzalantennának a nagyobb távolságok áthidalása szempontjából kedvező lapos sugárzása, vagyis kicsi H síkbeli sugárzási szöge van.

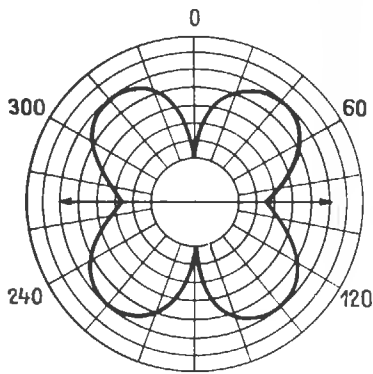
A 11.2. ábrán leolvashatjuk, hogy az antenna hosszával hogyan változik a decibelben kifejezett elméleti antennanyereség (*I.* görbe), a főnyaláb milyen szöget zár be az antenna tengelyével (*III.* görbe) és hogyan alakul az antenna sugárzási ellenállása (*II.* görbe).

Példa. Huzalantenna méretezendő a 20 m-es sávra; a helyi adottságoknak megfelelően kelet—nyugat irányba mintegy 85 m-es antenna telepíthető. Határozzuk meg:

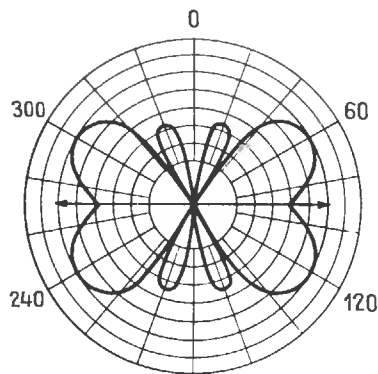
- a 4 λ -ás sugárzó pontos méretét;
- a főnyaláb irányában várható antennanyereséget;
- a sugárzási ellenállást, továbbá a főnyaláb irányát.

A sugárzó hosszát a (11.1) összefüggés alapján számolhatjuk: mivel a 4 λ -ás sugárzón 8 félhullám alakul ki, ezért $n=8$; a 20 m-es sáv közepének frekvenciáját 14,1 MHz-nek véve, a sugárzó hossza:

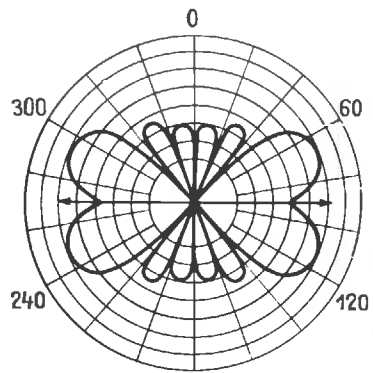
$$l = \frac{150 \cdot (8 - 0,05)}{14,1} \approx 84,57 \text{ m.}$$



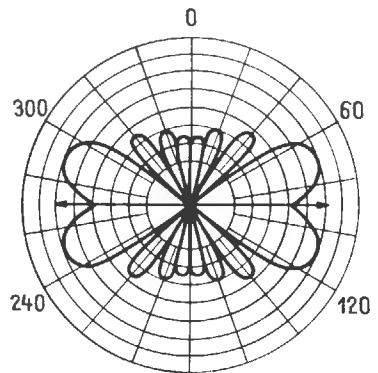
(a)



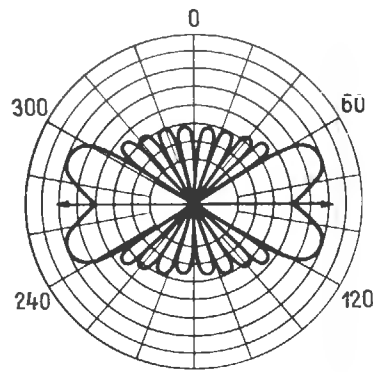
(b)



(c)



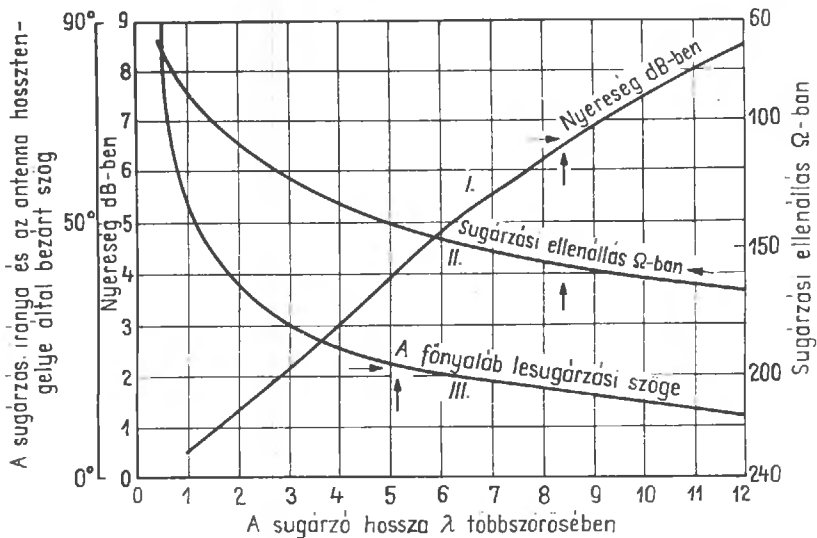
(d)



(e)

11.1. ábra. Különböző hosszúságú vízszintes huzalantennák vízszintes síkbeli irányjelleggörbéi:

(a) a sugárzó hossza = 1λ ; (b) a sugárzó hossza = 2λ ; (c) a sugárzó hossza = 3λ ; (d) a sugárzó hossza = 4λ ; (e) a sugárzó hossza = 5λ .



11.2. ábra. Huzalantenna nyereségének, sugárzási ellenállásának és a fő sugárzási iránynak változása a sugárzó hosszának függvényében:

I. görbe:

elméleti teljesítményerősség változása a λ üzemi hullámhosszban kifejezett huzalhossz függvényében;

II. görbe:

az árammaximumban mért sugárzási ellenállás változása a λ üzemi hullámhosszban kifejezett huzalhossz függvényében;

III. görbe:

a fő sugárzási irány és a sugárzó hossz tengelye által bezárt szög változása a λ üzemi hullámhosszban kifejezett huzalhossz függvényében

A 11.2. ábrából leolvasható, hogy a 4λ -ás antenna nyeresége 3 dB lesz a főnyaláb irányában; sugárzási ellenállásként 130 Ω adódik a II. görbéből; ez lesz az antenna talpponti impedanciája, ha árammaximumban tápláljuk.

A III. görbén leolvashatjuk az antenna tengelye és a főnyaláb által bezárt szöget: ez 26° lesz. A kelet–nyugat irányban telepített antennánál, a 11.1.(b) ábra alapján a főnyalábok iránya:

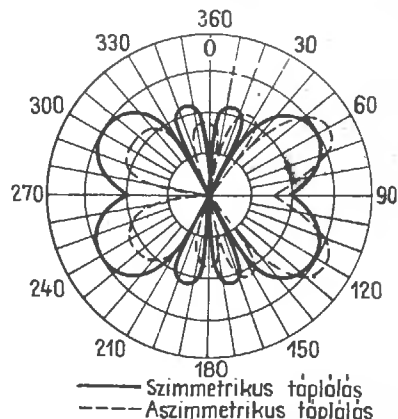
$$\begin{aligned} 270^\circ + 26^\circ &= 296^\circ; \\ 270^\circ - 26^\circ &= 244^\circ; \\ 90^\circ + 26^\circ &= 116^\circ \quad \text{és} \\ 90^\circ - 26^\circ &= 64^\circ. \end{aligned}$$

Szöghű vetületű térkép birtokában könnyen meghatározhatjuk azokat a földrészeket, amelyeket az antenna segítségével jó hatásokkal elérhetünk.

A 11.1. ábrán bemutatott irányjelleggörbék csak ideális körülmények között alakulnak ki és a gyakorlatban csak megközelíthetők. Legjobban a táplálás módja befolyásolja a jelleggörbét: különösen az egyik végén, tehát aszimmetrikusan táplált antenna jelleggörbéje torzul. A 11.3. ábrán egy 2λ -ás huzalantenna vízszintes E síkbeli irányjelleggörbéje látható, szimmetrikus és aszimmetrikus táplálás esetében. Az aszimmetrikusan táplált sugárzónál a jelleggörbe is aszimmetrikussá válik:

a főnyalábok a nyitott vég irányába tolnak el, míg a betáplálás irányába mutató főnyalábok csökkennek. Ez a jelenség egyébként minden aszimmetrikusan táplált antennára jellemző.

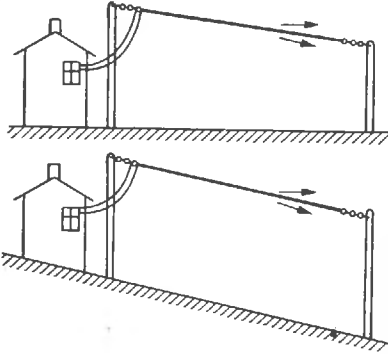
A jelleggörbe további módosítása érhető el, ha a sugárzót úgy feszítjük ki, hogy a vízszintessel



11.3. ábra. 2λ -ás sugárzó vízszintes síkbeli sugárzási irányjelleggörbéje szimmetrikus és aszimmetrikus tápláláshoz

kisebb-nagyobb szöget zár be (11.4. ábra). Ez a körülmény a H síkbeli függőleges sugárzási szöget módosítja. Ha az antenna nyitott vége felé lejt, vagy ha a talajszint ebben az irányban lejt (11.4. ábra), akkor a rövidebb amatőrsávokban a nyíl irányában néha meglepően jó DX-eredmények érhetők el.

Mint ugyanis a 2. fejezetben kimutattuk, a nagy távolságú összeköttetések szempontjából az an-



11.4. ábra. Lejtősen vagy lejtős talajszint felett telepített sugárzó

tennák függőleges síkbeli sugárzási szöge döntő jelentőségű: ettől függ az ionoszférikus reflexióval áthidalható maximális távolság. Minél laposabb ez a szög, annál kedvezőbb reflexiós viszonyok alakulnak ki. A huzalantennák sugárzási szöge kicsi, különösen akkor, ha a talajszinttől minél távolabb, vagyis minél magasabban telepítjük azokat. Így pl. egy 2λ magasságban kifeszített huzalantenna függőleges síkbeli sugárzási szöge 10° lesz; ha az antennát $0,5\lambda$ magasságban telepítjük, a sugárzási szög már 35° lesz. Az alacsonyan telepített huzalantennák fent tárgyalt lejtős kialakításával éppen ezt a sugárzási szöget lehet csökkenteni és ezzel a nagyobb frekvenciás sávokban kedvezőbb eredményeket elérni.

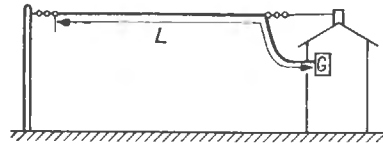
11.1. Az L-antenna mint többsávós antenna

A 11.5. ábrán bemutatott úgynevezett L-antenna a rövidhullámú antennák legegyszerűbb változatának tekinthető. Külsőre alig különbözik a középhullámon használatos antennáktól.

A teljes L-huzalhossz, amely tehát a készülék antennacsatlakozójáig terjed, és legalább $\lambda/2$ a rövidítési tényezője. Az L-antenna többsávós üzem-

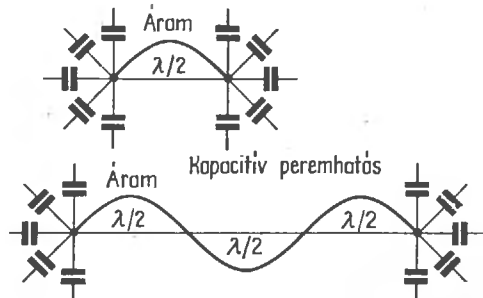
ben is használható, ha a 80 m-es sávra méreteztük mint félhullámú sugárzót. Ilyenkor a 40 m-es sávban mint teljeshullámú antenna dolgozik, a 20 m-es sávban mint 2λ -s sugárzó, a 15 m-es sávban mint 3λ -s, a 10 m-es sávban mint 4λ -s antenna.

Sajnos a fenti számítás nem teljesen helytálló. Ha ugyanis a (11.1) összefüggés alapján $f_{res} = 3500$ kHz frekvenciával a sugárzó hosszát mint félhullámú sugárzóét meghatározzuk, az így adódó mechanikai hossz $40,71$ m lesz. Ha ugyanezt a huzalszakaszt most a fenti képlet alapján a $3,5$ MHz-hez harmonikus 7 MHz frekvenciára akarunk méretezni mint teljeshullámú antennát, az így adódó hossz $41,78$ m lenne, vagyis a teljeshullámú sugárzó több, mint 1 m-rel lesz rövidebb. Ez a különbség természetesen nemcsak az L-antennánál adódik, hanem minden olyan huzalantennánál, amelyet az üzemi frekvencia felharmonikusain is akarunk üzemeltetni. Oka a különböző rövidítési tényezőkre vezethető vissza.



11.5. ábra. Az L-antenna

Valamely antenna rövidítési tényezője döntően a sugárzó végén fellépő kapacitív véghatásból adódik. Ha ugyanazt a huzalt felharmonikusán gerjesztjük, vagyis több félhullám alakul ki, a rövidítő hatású kapacitív véghatás csak a huzal legvégén alakul ki, vagyis a közbenső szakaszokon nem érvényesül (11.6. ábra). A kapacitív véghatást a sugárzó rövidítésével lehet kompenzálni, mivel a kapacitív véghatás antennahosszabbító hatású. Mint az a 11.6. ábrából kitűnik, egy több félhullámot tartalmazó sugárzón a kapacitív véghatás termé-



11.6. ábra. A kapacitív véghatás és a sugárzó rövidítési tényezőjére gyakorolt hatása

szetesen csak a sugárzó két végén fog érvényesülni, ezért nem szabad a huzalt annyira rövidíteni, mint félhullámú sugárzó esetében.

Mint az alábbi összeállításból kitűnik, egy, a 3500 kHz-es frekvenciára helyesen méretezett félhullámú sugárzó a nagyobb frekvenciájú amatőrsávokban felharmonikusan gerjesztve minden esetben túl rövid lesz:

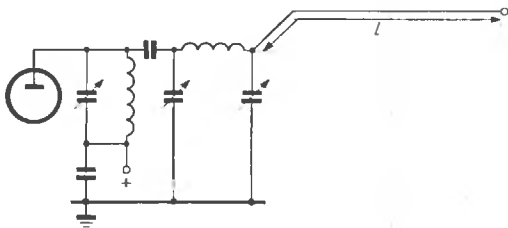
Rezonanciafrekvencia	Sugárzó hossza
3 500 kHz = 0,5 λ	40,71 m
7 000 kHz = 1,0 λ	41,78 m
14 000 kHz = 2,0 λ	42,32 m
21 000 kHz = 3,0 λ	42,50 m
28 000 kHz = 4,0 λ	42,60 m

A sugárzó rezonanciája tehát felharmonikus üzemből sohasem lesz pontos harmonikusa az alappfrekvenciának.

Az L sugárzó-hossz gyakorlati tapasztalatok alapján optimális kompromisszumként 42,2 m hosszra méretezhető. A rezonancia ez esetben a DX-sávokban általában a sávon belül van (14 040, 21 140 és 28 230 kHz), míg a sugárzó hossza a 40 és 80 m-es sávban túl hosszú lesz.

Minthogy az L-antenna teljes hosszában sugároz (a tápvonal hiánya!), intenzív és szinte elháríthatatlan rádió- és tv-vételi zavarokat okoz. Ezért sűrűn lakott területeken adóantennaként használni nem ajánlatos, azonban rövidhullámú vevőantennaként jól alkalmazható.

A felharmonikusok kisugárzásának elkerülése és a rezonancia beállítása céljából ezért az L-antennát az amatőrsávokban általában aszimmetrikusan Collins-szűrő segítségével szokás az adóhoz csatlakoztatni (11.7. ábra). Az ilyen aluláteresztő szűrők méretezését a 8.1.1.1. alpontban tárgyaltuk.

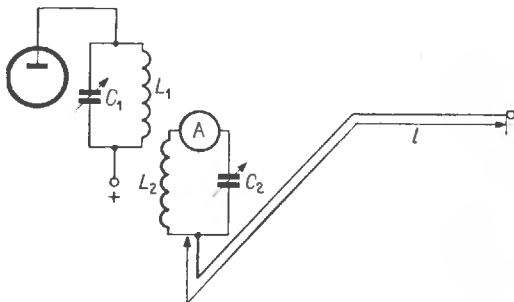


11.7. ábra. L-antenna csatlakoztatása Collins-szűrőn át

Az L-antenna Collins-szűrővel kombinálva kedvelt univerzális antenna. Segítségével viszonylag jó eredmények érhetők el, ha teljes hosszának legalább 80%-a lehetőleg minél magasabban és zavaró tárgyaktól távol van felfüggesztve.

11.2. A Fuchs-antenna

Még az amatőr-rádiózás hőskorában ismertette első ízben az osztrák *Fuchs* amatőr a róla elnevezett *Fuchs-antennát*. Ez az antenna sokáig a legkedveltebb rövidhullámú antenna volt, ma azonban alig van jelentősége. Tulajdonképpen egy közös L-antennáról van szó, amelynél csupán az adó-végfokozat rezgőköréhez történő csatlakoztatás módjában van különbség.



11.8. ábra. A Fuchs-antenna

Mint a 11.8. ábrából kitűnik, a Fuchs-antenna egy olyan közbenső csatolókörről működik, amelyet az anódköri rezgőkör „hideg végéhez” inductív csatolunk. A csatolókörről kívánatos a nagy L/C viszony (nagy körjóság!); adatai a 10.2. táblázatban találhatóak. A közbenső csatolókörről még viszonylag kis adóteljesítményeknél is nagy áramok folynak. Ezért a veszteségek csökkentése céljából a tekercset lehetőleg vastag huzalból vagy csőből célszerű elkészíteni. Az A ampermérő hőszálas árammérő műszer, vagy pedig valamilyen más nagyfrekvenciás áram indukálására alkalmas mérőeszköz. Szükség esetén egy megfelelően sötét izzólámpácska is használható áramindukálás céljára.

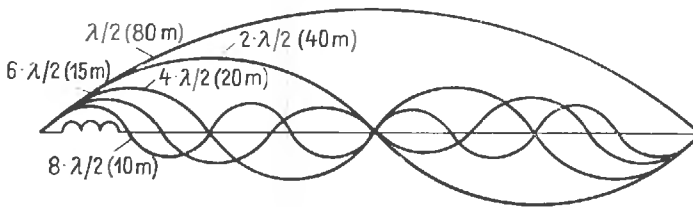
Az L_2C_2 közbenső csatolókör rezonanciafrekvenciája megfelel az üzemi frekvenciának és az l sugárzó-hossz a (11.1) összefüggés alapján méretezhető. Ebből következik, hogy a Fuchs-antenna is használható felharmonikusokon, ezért mint többsávú antenna is használható. Ilyenkor természetesen a Fuchs-kört (közbenső csatolókör) a mindenkor üzemi frekvenciára kell átkapcsolni.

A közvetlenül táplált antennák (L-antenna és Fuchs-antenna) — mint már említettük — teljes hosszukban sugároznak. Ezáltal tetemes abszorpciós veszteségek lépnek fel az antenna környezetében levő tárgyak (vezetékek; épületrészek és egyéb

fém tárgy) hatására. A sugárzási veszteségek mellett a „kóbor” nagyfrekvenciás áramok jelentős rádió- és tv-vételizavarokat is okozhatnak. Ezért ezek az antennák — amelyeket régen szívesen használtak többsávós üzemben is — ma már elavultnak tekinthetők és használatuk nem ajánlható.

11.3. A DL 7 AB többsávós antenna

DL 7 AB javaslata alapján a huzalantennák viszonylag egyszerűen hozhatók rezonanciába valamennyi amatőrsávban. A DL 7 AB-antenna esetében a sugárzó elektromos hosszát egy közbeiktatott rezgőkör, azaz a tekercs segítségével növelik. A hosszabbító hatás akkor a legnagyobb, ha a tekercs árammaximumban helyezkedik el. Minél közelebb kerül a tekercs az árammaximumhoz, annál kisebb hatást fejt ki. A 11.9. ábrán egy 80 m-re



11.9. ábra. Árameloszlás többsávós sugárzón

méretezett $\lambda/2$ -es sugárzó látható, amelyet többsávós üzemmódban lehet használni. Az árameloszlásokat a rajzon feltüntettük.

Ha a sugárzó végétől számított 2,5 m távolságban egy hosszabbító tekercset iktatunk a sugárzóba, akkor ez a 10 m-es üzemben pontosan az első árammaximum helyére kerül. Ennek megfelelően hosszabbító hatása itt maximális. A 15 m-es üzemenél a tekercs már valamelyest az árammaximum elé kerül, ennek megfelelően hosszabbító hatása is csökkenni fog. Minél jobban növekszik a hullámhossz, annál jobban közeledik a tekercs helye az áramminimum felé; ezzel együtt csökken az antenahosszabbító hatása.

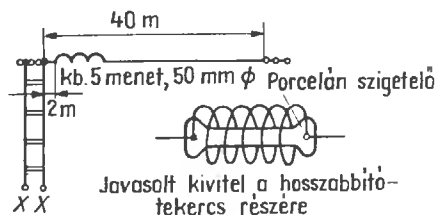
Ha a DL 7 AB szerinti többsávós antenna hosszát a 40 m-es sávra méretezzük, akkor a 80 m-es

sávban hossza valamelyest rövidebb lesz a kelletnél. Noha a hosszabbító tekercs helye a 80 m-es üzemmód esetén majdnem az áramminimumban van, hatása mégis elegendő lesz ahhoz, hogy a sugárzót a 80 m-es üzemben rezonanciába hozza. A 40 m-es üzemben a sugárzó már mintegy 1,7 m-rel rövidebb a kelletnél, azonban mivel a hosszabbító tekercs már közelebb került az árammaximumhoz, ezért ez a rövidülést kikompenzálja. A 20 m-es üzemenél már 2,3 m hiányozna, a 15 m-esnél 2,5 és a 10 m-es üzemenél 2,6 m hiányozna az antenna optimális hosszából. Mivel azonban a hosszabbító tekercs a növekvő frekvenciával egyre közelebb kerül az árammaximumhoz, ezért az antennát mindig rezonanciába hozza; a tekercs ily módon különféle mértékben növeli a sugárzó elektromos hosszát és ezzel lényegében valamennyi sávban közel optimális elektromos méretre toldja az antenahosszt.

A tekercs méretének és helyzetének pontos adatait nehéz előre számítani, mivel minden antenna tulajdonságait elsősorban a talajviszonyok, az antenamagasság, a környezet és a táplálás módja

határozza meg. A 11.10. ábrán azonban jól használható átlagértékek találhatók.

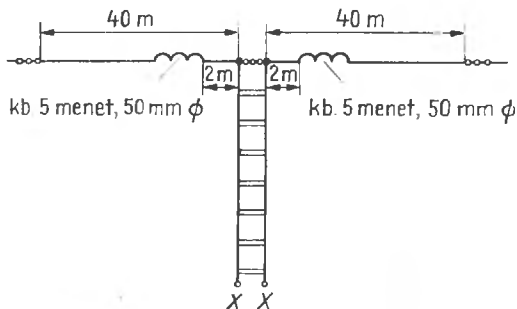
A DL 7 AB módszere természetesen minden huzalantennához alkalmazható és segítségével a legtöbb sugárzó valamennyi sávban rezonanciába



11.10. ábra. A DL 7 AB többsávós antenna Zeppelin-táplálása

hozható. Példaként a 11.11. ábrán egy szimmetrikusan táplált többsávú antennát látunk, amely a 80 m-es sávban már mint teljes hullámú antenna dolgozik.

A DL 7 AB módszerének legnagyobb előnye, hogy az antenna talppontjában meddő tag többsávú üzemből sem lép fel. Ennek következtében — a többsávú üzemből ellenére — illesztett tápvonal is használható lenne. Mivel azonban a DL 7 AB-antennát úgyszólván kivétel nélkül feszültség-



11.11. ábra. Szimmetrikusan gerjesztett DL 7 AB többsávú antenna

maximumban (nagy impedancián) tápláljuk, ezért az impedanciaillesztést tápvonal esetében nem lehetne elkerülni. Érdekes lenne a DL 7 AB-féle hosszabbító tekercsokat egy többsávú Windom-antenna esetében is kipróbálni.

Amatőr-körökben a DL 7 AB-féle sugárzó idáig még nem nagyon terjedt el, azonban alapvető ötletét a többsávú irányhatású antennák korszerű kiviteli alakjaiban megtaláljuk.

11.4. A V-antenna

A V alakban vízszintesen kifeszített huzalantenna nyeresége és irányhatása fokozott. Ha a két szár által bezárt α szöget optimálisan méretezzük, a két oldalra működő irány sugárzó nyeresége 3 dB-lel nagyobb, mint az azonos hosszúságú egyszerű huzalantennáé (lásd a 11.12. ábrát).

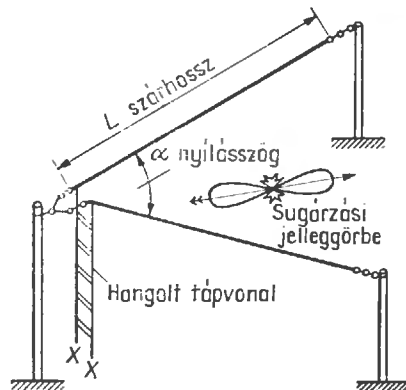
Az L szárhossz növekedésével nő az antenna-nyereség, és a főnyaláb keskenyebbé válik. Az α nyílásszög optimális értéke szintén az L szárhossz függvénye: L növekedésével α egyre kisebb lesz. A 11.13. ábrán különféle λ -ban kifejezett L szárhosszakhoz tartozó optimális α nyílásszög-értékek, továbbá az elérhető antennanyereségek dB-

ben olvashatók le. Mivel a V-antennák H síkbeli függőleges sugárzási szöge kicsi, a rövidebb sávokban kiváló DX-tulajdonságai vannak.

A V-antennát feszültségmaximumban tápláljuk, ezért nagy a talpponti impedanciája. A táplálást többnyire hangolt tápvonal segítségével szokás megoldani, mivel ez esetben többsávú üzemből is használható az antenna. Ha az antennát kizárólag egy sávra készítjük, célszerű egy rövidrezárt negyedhullámú illesztőtág közbeiktatásával illesztett tápvonalat használni. Igen nagy L szárhosszaknál a talpponti impedancia megközelíti a 600Ω -ot, és ilyenkor a V-antennát egy egyszerű 600Ω -os tápvonal segítségével közvetlenül táplálhatjuk.

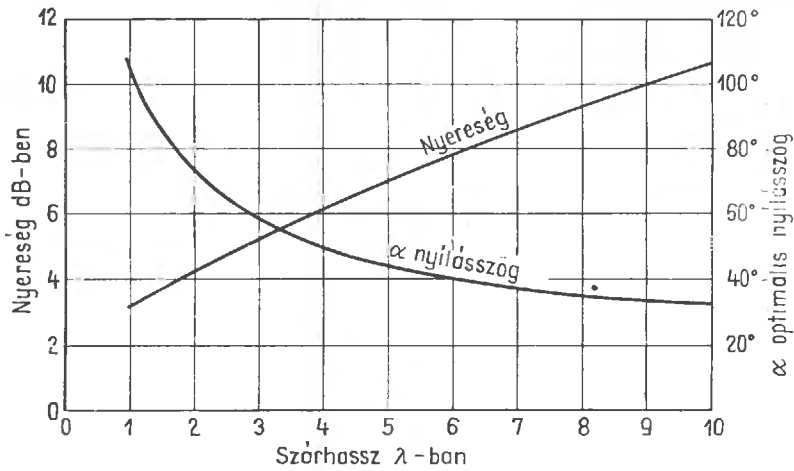
Az L szárhossz pontos értéke nem kritikus. Méretezése a (11.1) összefüggés alapján végezhető. Az antenna széles sávú, azonban az optimális nyílásszög beállítása — különösen nagy szárhosszak esetében — fokozott gondosságot igényel: a két szár főnyalábainak fázishelyes szuperpozíciója hozza ugyanis létre a megnövekedett nyereséget.

Egy helyesen méretezett V-antenna több sávban is használható. Így pl., ha $L = 63,05$ m és $\alpha = 47^\circ$, az antenna a 15 m-es sávban működik optimálisan ($L = 4,5\lambda$, és a nyereség közel 6,5 dB). Ugyanez a sugárzó azonban kitűnően használható kb. azonos nyereséggel a 10 m-es sávban ($L = 6\lambda$), és még a 20 m-es sávban is mintegy 5 dB-es nyereséggel számolhatunk ($L = 3\lambda$). Minthogy a 20 és 10 m-es üzemből a nyílásszög nem optimális, ezért nem



11.12. ábra. A V-antenna vázlata

érhető el a diagramból leolvasható, a szárhossznak megfelelő maximális nyereség. A 40 és 80 m-es sávban már csak kis nyereséggel számolhatunk, azonban a túl hegyes nyílásszög következtében meredekebb sugárzási főnyaláb ebben a frekvenciatartományban már nem jelent hátrányt.



11.13. ábra. A V-antenna közelítő antennanyereségének és optimális nyílásszögének változása az üzemi hullámhosszban megadott szóróhosszak függvényében

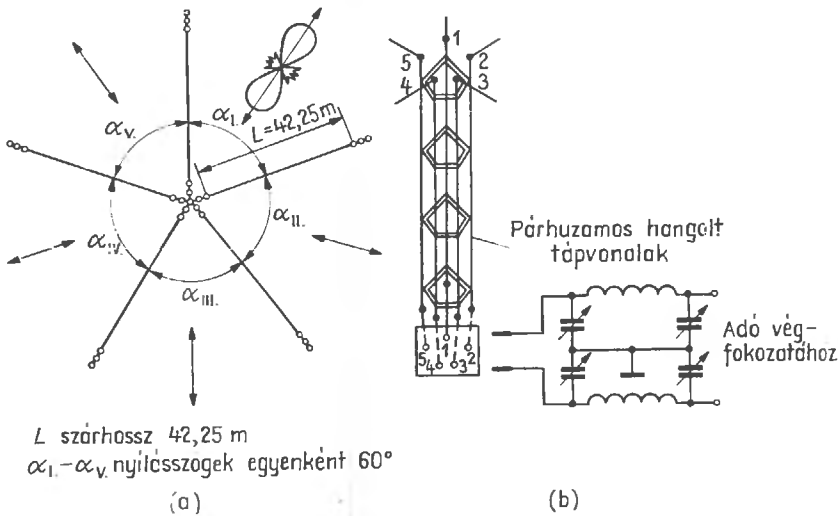
11.4.1. A V-csillagantenna

Ha sok hely áll rendelkezésünkre, V-antennák kombinációjával igen jó hatásfokú antenna állítható össze, amely nemcsak az összes sávban használható, hanem emellett minden irányban nagy nyereséget biztosít (11.14. ábra).

Egy legalább 10 m magas központi tartóoszlop tetejéről 5 db, egyenként 42,25 m hosszú sugárzózt feszítünk ki; a sugárzózt által bezárt α nyílásszög 72° [11.14.(a) ábra]. A sugárzózt külső végeinek rövidítésére szolgáló tartóoszlopok kisebbek le-

hetnek, mint a központi tartóoszlop; a kisebb függőleges sugárzási szög érdekében ez kifejezetten kívánatos. Ez a hatás csak a V-nyílás oldalán jelentkezik, míg a másik oldalon a főnyaláb sugárzási szöge meredekebbé válik.

A központi tartóoszlop csúcán összefutó sugárzószárazakat egy-egy függőleges tápvonalként működő huzalhoz csatlakoztatjuk; a szabályos ötszög alakú szigetelő térköztartók segítségével a huzalokat egymástól mintegy 10...15 cm távolságban kifeszítve, varszerű ötös tápvonalat kapunk, amelyben mindig két szomszédos huzal ké-



11.14. ábra. A V-csillagantenna mint változtatható irányjelleggörbéjű többsávú antenna

pezi a felső végükhöz csatlakozó V-antenna tulajdonképpeni tápvonalát [11.14.(b) ábra]. A V-csillagantenna megfelelő szakaszának bekapcsolása egyszerűen és üzembiztosan oldható meg, ha a „varsa”-tápvonal öt huzaljának alsó végét egy-egy csatlakozóhüvelyhez forrasztjuk, majd az antenna-illesztő tagot két banándugós mérőzsinór segítségével a megfelelő csatlakozóhüvellyel összekötjük.

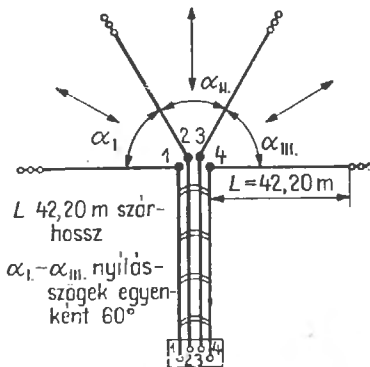
Az ismertetett V-csillagantenna lényegében 5 V-antennából áll, amelynek mindegyike kétoldali sugárzó: vagyis összesen 10 fő sugárzási irányoldal áll rendelkezésre. Mínt hogy az adott méretezésnél az egyes V-antennák főnyalábjainak nyalábszélessége mintegy 36° , a V-csillagantenna egy 360° -os szögben, vagyis minden irányba fordítható irány-sugárzónak tekinthető. Az egyes szárak összekapcsolásával különféle kombinációba a 40 és 80 m-es sávban a sugárzási jelleggörbe módosítható és a körsugárzó-jelleg is megközelíthető. A várható sugárzási jelleggörbe alakja a 10.31. ábra alapján becsülhető meg.

A forgatható, alumínium csőből készült irány-sugárzókkal szemben az ismertetett V-csillagantenna legfontosabb előnye, hogy a 40 és 80 m-es sávban is teljesértékű, jó hatásfokú antenna. A drága alumínium cső megtakarítható, nincs szükség bonyolult forgató mechanizmusokra, és a hosszadalmas és kényes illesztési műveletek is elmaradhatnak.

Az alábbi V-csillagantenna-változatok még nagyobb nyereséget adnak:

- 7 db 4λ huzal, nyílásszög $51,5^\circ$;
- 8 db 5λ huzal, nyílásszög 45° ;
- 9 db 6λ huzal, nyílásszög 40° .

A forgalmazás szempontjából kevésbé jelentős égtájak figyelembevételével egy-két szár elhagyható. A 11.15. ábrán egy, a 15 m-es sávra méretezett



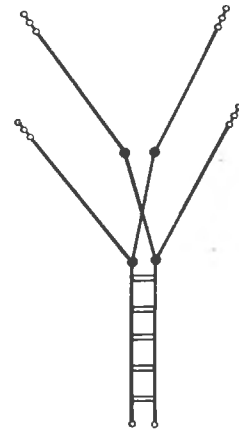
11.15. ábra. Egyszerűsített V-csillagantenna

3λ -ás és 60° -os nyílásszögű V-csillagantenna látható, amelynek csak négy szára van.

Többsávú V-csillagantennák szárhosszát és nyílásszögét célszerű a 15 m-es sávra méretezni. Mínt hogy többsávú üzemben minden esetben hangolt tápvonalat kell használni, a szárhossz — a többi sávon jelentkező — kisebb-nagyobb eltérést az adó és a tápvonal közé iktatott antennacsatloló segítségével könnyedén kompenzálhatjuk. A szárhosszak méretezését a már ismertetett (11.1) összefüggés alapján végezhetjük el.

11.4.2. Emeletes V-antenna

A V-antennák nyeresége közel 3 dB-lel növelhető függőleges nyalábolással anélkül, hogy a vízszintes síkbeli nyaláb keskenyebbé válna, ha két azonos V-antennát egymás fölé helyezünk (11.16. ábra). Az emeletek közötti távolságnak legalább $\lambda/2$ kell lennie, de nagyobb térköz kedvezőbb.



11.16. ábra. Emeletes V-antenna

Ebből következik, hogy az ilyen antenna-elrendezések méretei a rövidhullámú tartományban igen nagyok lesznek és a gyakorlatban ritkán valósíthatók meg.

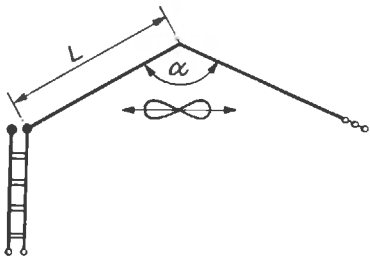
Az antennarendszer táplálása egyszerűen oldható meg akkor, ha az emeletköz pontosan $\lambda/2$. Mindkét V-sugárzót azonos fázisban kell gerjeszteni; a legegyszerűbb megoldásként kínálkozó félhullámú tápvonalszakasz az impedanciákat 1:1 arányban transzformálja, de a fázist 180° -kal megfordítja. Ahhoz, hogy mindkét emelet azonos fázisban legyen táplálható, a félhullámú tápvonal-

szakasz huzaljait keresztbe kötve csatlakoztatjuk a V-sugárzók talppontjához (lásd a 11.16. ábrát).

Rövidhullámú műsorszóró adóállomásoknál sokszor alkalmazzák az alábbi, igen éles irányító hatású elrendezést: két V-antennát vízszintes síkban egymás mellé telepítenek, és az így kialakuló kettős V-alakzat mögé mintegy $\lambda/4$ távolságban egy további V-antennát helyeznek el. Ez utóbbi reflektorként hat; az egész antennarendszer egyirányú sugárzó lesz, ha a két antennát fázisban 90° -kal eltolva tápláljuk. Az ilyen nagy antenna-„képződmények” az amatőr-gyakorlatban ritkán fordulnak elő, és csak a teljesség kedvéért említjük őket.

11.4.3. Tompaszögű V-antenna

A V-antenna egyik változatát, a tompaszögű V-antennát *csonka rombusz-antennaként* is felfoghatjuk (11.17. ábra). Csak egészen különleges esetekben javasolható, minthogy hosszmérete mintegy kétszerese a közönséges V-antennának; emellett — azonos szárhosszra vonatkoztatva — az elérhető nyereség sem nagyobb.



11.17. ábra. A tompaszögű V-antenna

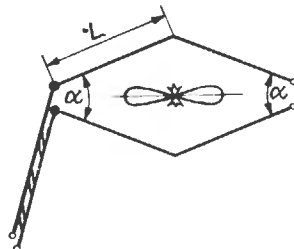
A tompaszögű V-antenna hangolt tápvonal segítségével táplálható. Az adott L szárhosszhoz tartozó optimális nyílásszög az alábbi összeállításból olvasható le:

Szárhossz	2λ	3λ	4λ	5λ
Nyílásszög	110°	122°	130°	137°

Szárhossz	6λ	7λ	8λ	9λ	10λ
Nyílásszög	140°	142°	144°	146°	147°

11.5. A nyitott rombusz-antenna

Két tompaszögű V-antenna kombinációjából kapjuk az amatőr-viszonyok között még viszonylag kis befektetéssel megvalósítható, legnagyobb teljesítményű és jó irányítású huzalantenna-rendszert. Emellett a rombusz-antenna sáv szélessége is nagyobb, mint az azonos hosszúságú V-antennáé.



11.18. ábra. Két oldalra sugárzó rombusz-antenna

A 11.18. ábrán egy egyszerű nyitott (le nem zárt) rombusz-antenna vázlatja látható. A következő fejezetben ismertetendő aperiodikus széles sávú antennarendszerrel, a jól ismert lezárt rombuszsal ellentétben, a két szár vége itt nyitott.

Mint az ábrán levő jelleggörbe mutatja, a nyitott rombusz-antenna kétoldalú sugárzó. Az elérhető antennanyereség nagyobb, mint egy összemérhető hosszúságú V-antennáé; így pl. az $L = 3\lambda$ szárhosszúságú rombusz-antenna elméleti nyeresége 8,5 dB (lásd a 11.1. táblázatot), míg egy $L = 6\lambda$ hosszú V-antennáé a 11.13. ábra diagramja alapján csupán 7,8 dB. A szükséges antennahuzal mindkét esetben azonos, ezenkívül a rombusz-antenna irányjelleggörbéje kevésbé függ a frekvenciától, mint a V-sugárzó esetében.

11.1. táblázat Nyitott rombusz-antennák optimális nyílásszögének és elméleti antennanyereségének változása az L szárhossz függvényében

L szárhossz	α nyílásszög	Elméleti antennanyereség
λ	szög $^\circ$	dB
1,0	105°	6,5
1,5	85°	7,0
2,0	73°	7,5
2,5	64°	8,0
3,0	58°	8,5
3,5	54°	9,0
4,0	50°	9,5
4,5	48°	10,0
5,0	45°	10,5

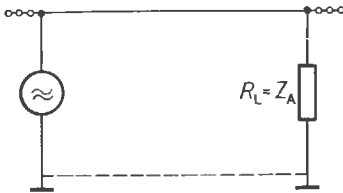
A 11.1. táblázatban a nyitott rombusz-antennával elérhető elméleti antennanyereséget tüntettük fel, különböző L szárhosszúságok és α nyílásszögek esetében. Az antennanyereséget félhullámú dipólusra mint vonatkozási alpra adtuk meg. Ha a táblázat adatait a 11.13. ábrabeli diagramból kiolvasható adatokkal vetjük egybe, kiderül, hogy az optimálisan méretezett nyitott rombusz-antenna adott L szárhossza és nyílásszöge megegyezik a

V-antenna megfelelő adataival; ebből következik, hogy egy jól méretezett és jól működő V-sugárzó egyszerűen bővíthető ki nyitott rombuszá, ha két szárához a hiányzó huzaldarabot tükörképszerű elrendezésben hozzáillesztjük. Az így létrejövő rombusz-antenna szintén optimális méretű lesz, az antennanyereség legalább 3 dB-lel nő, és a sáv-szélesség is nagyobb lesz.

12.

Aperiodikus antennák

Terhelőellenállással lezárt sugárzókat aperiodikus vagy lezárt antennáknak nevezzük (lásd a 12.1. ábrát). A terhelőellenállás értékének azonosnak kell lennie az antenna Z_A hullámellenállásával, és az üzemi frekvencián rezisztív ellenállást kell képviselnie.



12.1. ábra. Aperiodikus antenna; az R_L lezáróellenállás értéke megegyezik az antenna Z_{kim} hullámellenállásával

A hullámellenállásával lezárt sugárzón — a le nem zárt rezonáns sugárzóval ellentétben — állóhullámok alakulnak ki. A sugárzó végéhez érkező energiát az ott elhelyezett terhelőellenállás veszi fel és alakítja át hővé. A terhelőellenállással lezárt antenna elvileg olyan tápvonalnak tekinthető, amelynek másik felét a föld képezi; a tápvonal a Z_{kim} hullámellenállásának megfelelő R_L terhelőellenállással van lezárva. A tápvonalon haladó hullámok alakulnak ki, melyekre az jellemző, hogy a tápvonal bármely pontján mérhető antennaáram végig azonos lesz.

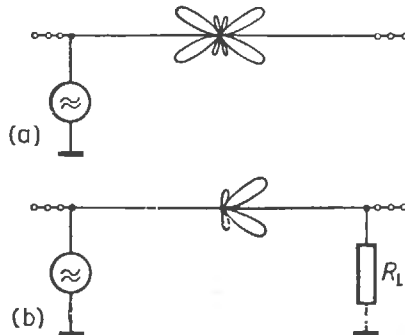
Mint ismeretes, a hullámellenállásának megfelelő ellenállással lezárt tápvonal általában nem vagy csak alig sugároz. Az aperiodikus antennánál azonban más a helyzet: a két vezető, az antennát képező huzal és a föld közötti távolság akkora, hogy a két ellentétes irányú mágneses erőter nem

semlegesíti egymást. A rendszer így sugárzóképesé válik, ezért adó-, illetve vevőantennaként jól használható.

Az aperiodikus antenna bemeneti ellenállása széles tartományban frekvenciafüggetlen, és így valódi széles sávú antennának tekinthető. Ez az előnye többnyire kompenzálja azt a hátrányt, ami abból adódik, hogy a betáplált nagyfrekvenciás energia egy része a lezáróellenálláson nem hasznosítható hővé alakul, és így veszendőbe megy.

12.1. Lezárt huzalantennák

A lezárt huzalantennák sugárzási jelleggörbéje hasonlít a közel azonos méretű hangolt huzalantennákéhoz; a különbség csupán annyi, hogy a betáplálási pont oldalára eső sugárzási nyalábok hiányoznak (12.2. ábra): a hangolt antenna kétol-



12.2. ábra. A vízszintes síkbeli irányjelleggörbék összehasonlítása:

(a) 2λ -ás hangolt huzalantenna; (b) azonos méretű lezárt huzalantenna (idealizált irányjelleggörbék)

dali, míg az aperiodikus antenna egyoldali sugárzó. Első közelítésben az aperiodikus antenna úgy tekinthető, mintha a hiányzó nyalábokhoz tartozó energiát a terhelőellenállásban „fűtöttük” volna el.

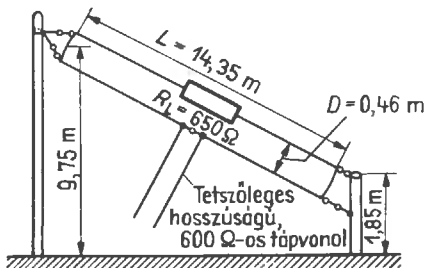
Mint hogy a lezárt huzalantenna esetében a második „vezető” a föld, jó működésének előfeltétele az elektromos szempontból kifogástalan föld. Mivel ez általánosságban ritkán biztosítható, célszerűen úgy járunk el, hogy az antenna alatt egy azzal közel megegyező méretű ellensúlyt: huzal darabot telepítünk és ezt használjuk föld helyett.

Az aperiodikus huzalantennák nyeresége a huzalhossz—üzemi hullámhossz viszonytal növekszik. Az antenna hullámellenállása az alkalmazott huzalátmérő és a föld feletti magasság függvénye: általában 500...600 Ω között van; hasonló értékű a terhelőellenállás is. Adóantennánál az ellenállás terhelhetősége a rendelkezésre álló adóteljesítmény fele lehet, és az ellenállás nem tartalmazhat meddő (kapacitív vagy induktív) komponenset.

A lezárt huzalantennákat az amatőr-gyakorlatban ritkán használják, mert a szükséges hely és a lezáróellenállás birtokában jobb hatásfokú aperiodikus antennák is készíthetők kis többletmunkával.

12.2. A T 2 FD-antenna

A T 2 FD elnevezésű lezárt, lejtős hurok-dipólust nemcsak amatőr-berkekben használják, hanem a kommerciális rádiótechnikában is. Az irodalomban sokszor említik TFD-antennaként (angolból: Terminated Folded Dipole = lezárt hurokdipólus vagy népszerűsítője után W 3 HH-antennaként is.



12.3. ábra. W 3 HH szerinti T 2 FD-antenna

A 12.3. ábrán bemutatott T 2 FD-antenna mérete a legkisebb üzemi frekvenciának mintegy harmada; mivel közel 30°-os lejtéssel van kifejlesztve,

a tényleges helyigény még ennél is kisebb. Emellett csupán egy hozzávetőleg 10 m magas tartóoszlopra és egy 1,85 m magas oszlopcsonkra van szükség.

Az aperiodikus sugárzó legfontosabb előnye rendkívül nagy hasznosítható sáv szélessége, amely mintegy 1 : 5 frekvenciatartományt fog át. Ha pl. a 7 MHz-es sávra méretezzük, hossza 14,35 m lesz, és az antennát a 40, 20, 15 és 10 m-es amatőr-sávokban egyaránt használhatjuk. Ilyenkor — az eddig tárgyalt többsávú antennákkal ellentétben — nem felharmonikus rezonanciáról van szó, hanem ez az antenna tényleges sáv szélessége. Ez azt jelenti, hogy a T 2 FD minden közbenső frekvencián hasonló jó hatásfokkal működik, mely előnyt különösen a gyakori frekvenciaváltással dolgozó kommerciális adók szívesen hasznosítják.

A megadott lejtésszöggel telepített antenna minden irányban sugároz: nem tekinthető ugyan valódi körsugárzóznak, mert a sugárzási jelleggörbében néhány főnyaláb mellett számos kisebb nyaláb is található, azonban egyetlen igazi zérushely sem. Így tehát a T 2 FD-antenna minden irányban közel azonos hatásfokkal használható, akár adó-, akár vevőantennaként.

A T 2 FD-antenna abszolút nyereségével kapcsolatos irodalmi adatok meglehetősen hiányosak, illetve részben ellentmondók. A részben kommerciális eredetű mérési eredmények alapján a félhullámú dipólushoz hasonló nyereség érhető el vele, míg egyes amatőr-szerzők szerint néha 2 S-fokozattal nagyobb térerőt biztosít, mint egy hangolt vonatkozási antenna.

A 12.3. ábrán a T 2 FD-antenna W 3 HH által közölt méreteit tüntettük fel. Az antenna a 40 m-es sávra van méretezve, valódi sáv szélessége azonban 7 MHz-től 35 MHz-ig terjed. 1 : 5 frekvencia-átfogás azonban csekély hatásfok-csökkenéssel még a 80 m-es sávban is jól használható.

Méretezéskor az $L = \lambda/3$ alapösszefüggésből indulhatunk ki, vagyis

$$L = \frac{100\,000}{f}, \quad (12.1)$$

ahol L m-ben és f a legkisebb üzemi frekvencia kHz-ben.

A D térköz optimálisan $\lambda/100$ vagy

$$D = \frac{300\,000}{f}, \quad (12.2)$$

ahol a D térköz cm-ben, az f üzemi frekvencia kHz-ben helyettesítendő be. Az antenna lejtésszöge 20 és 40° között lehet, az optimális érték 30° körüli.

A tápvonal hullámellenállása 300 és 600 Ω között választható; kis vesztesége miatt a légszigeteléses kéthuzalos tápvonal, az ún. „macskalétra” ajánlható, azonban egyszerű tv-szalagkábel is használható.

Az antenna legkritikusabb és legnehezebben beszerezhető alkatrésze a lezáróellenállás. Csak indukció- és kapacitásszegény kivitel jöhet számításba, vagyis olyan ellenállás, amelynek az antenna üzemi frekvenciáján számottevő meddőtagja nincsen; így tehát huzaellenállás számításba sem jöhet. Adóantennának esetében az ellenállás a rendelkezésre álló nagyfrekvenciás teljesítmény legalább 35%-ával legyen terhelhető. Vételi célokra szolgáló antennák esetében a terhelhetőség nem követelmény és bármilyen jó minőségű, lehetőleg köszörület nélküli rétegellenállás alkalmazható.

A terhelőellenállás értékének meg kell egyeznie a tetszőleges hosszúságú tápvonal hullámellenállásával. Gyakorlati tapasztalatok alapján azonban célszerű a terhelőellenállást valamivel nagyobbba méretezni:

A tápvonal hullámellenállása	600	450	300	Ω
Optimális terhelőellenállás	650	500	390	Ω

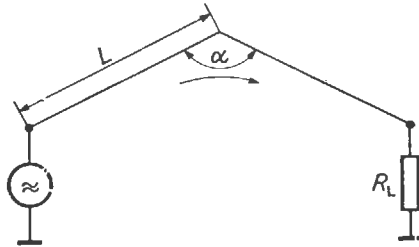
300 Ω -nál kisebb hullámellenállású tápvonalak alkalmazása nem javasolható, mert ilyenkor a lezáróellenállás optimális méretezése rendkívül kritikusnak válik.

Az illesztett tápvonal csatolótekerccsel közvetlenül csatlakoztatható az anódköri rezgőkörhöz. 600 Ω -os tápvonal esetében a 40 és 80 m-es sávban 6-, míg a 20 m-es sávban 3-menetes csatolótekerccs bizonyult megfelelőnek. Minthogy azonban a T 2 FD-antenna rendkívül nagy szélessége következtében valamennyi fel- és mellékharmonikust azonos hatásfokkal sugároz le, célszerű valamelyik szelektív kicsatolókört alkalmazni. Különösen javasolható a 8.8. ábrán bemutatott szimmetrikus illesztőtag használata.

A mechanikai stabilitás növelése és a huzaltérköz egyenletessége céljából a hurok-dipólus két vezetője közé térköztartók szerelhetők; mivel a sugárzó egyetlen pontján sincs feszültségmaximum, az alkalmazott szigetelőanyag minőségével kapcsolatos követelmények nem szigorúak: paraffinban kifőzött keményfa-lécek, bambuszrúd és különféle műanyag lemezből vágott csíkok alkalmazhatók.

12.3. A lezárt V-antenna

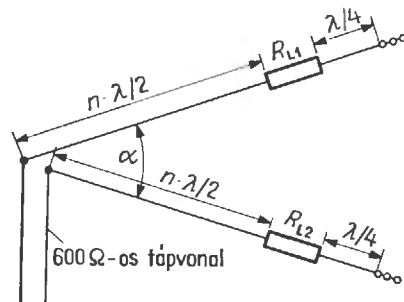
A lezárt V-antennákat többnyire függőleges elrendezésű, tompaszögű V-sugárzóként szokták alkalmazni, amelynek nyitott rezonáns változatát a 11.4.3. pontban tárgyaltuk. Az R_L lezáróellenállás beiktatásával a 12.4. ábra szerinti elrendezéshez jutunk.



12.4. ábra. Lezárt tompaszögű V-antenna

A függőlegesen telepített antenna legfontosabb előnye, hogy csak egy tartóoszlopot tesz szükségessé, továbbá hogy a lezáróellenállás közvetlenül földelhető. Az antenna ebben a kivitelében függőlegesen polarizál, és a sugárzási jellegörbe főnyalábjába az R_L lezáróellenállás oldalára mutat. A nyitott kivitelhez hasonlóan az α nyílásszög az L szárhossz függvénye, és méretezése a már ismertetett elvek szerint lehetséges. A lezáróellenállás optimális értéke 600 Ω körüli, ami megegyezik az antenna ellenállásával. Minthogy ez utóbbi a frekvenciával alig változik, a 600 Ω -os talpponti ellenállás rendkívül széles frekvenciatartományában valós értéket képvisel.

A 11.4. alfejezetben ismertetett egyszerű V-antenna is elkészíthető aperiodikus kivitelben, amikor is az irányító hatás egyoldalúvá lesz, és a sáv szélesség megnő. Használata az amatőr-gyakorlatban csak kivételes esetekben indokolt, mivel há-



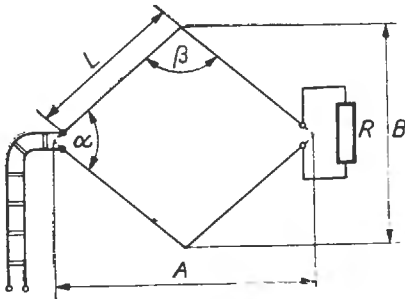
12.5. ábra. Lezárt V-antenna

rom tartóoszlopot és két lezáróellenállást tesz szükségessé. További nehézségeket okozhat a lezáróellenállások kifogástalan földelése, minthogy általában a tartóoszlop tetején foglalnak helyet.

Ilyenkor mesterséges föld alkalmazásával segíthetünk magunkon: a 12.1. ábrán látható módon a lezáróellenállások földelendő végeire $\lambda/4$ hosszúságú huzaldarabokat kötünk. Az antenna ebben a megoldásban valamivel frekvenciafüggőbbé válik, ezért többsávós üzemben minden sávnak külön $\lambda/4$ -es huzaldarabot kell alkalmazni. Ehelyett azonban célszerűbb az antenna szárait lejtősen kikepezni, hogy a lezáróellenállások közvetlenül legyenek földelhetők. A lezáróellenállások értéke 500—500 Ω , míg az illesztett szimmetrikus tápvonal hullámellenállása 600 Ω .

12.4. Lezárt rombusz-antennák

A rombusz-antennákat többnyire egyoldalú sugárzók formájában készítik el; ilyenkor az antenna nyitott végét R terhelőellenállással zárják le (12.6. ábra). Az ellenállás értéke 750...880 Ω körüli, míg terhelhetősége a rendelkezésre álló nagyfrekvenciás teljesítmény mintegy felét tegye ki.



12.6. ábra. Egyoldalra sugárzó rombusz-antenna

A lezárt rombusz-antenna sáv szélessége rendkívül nagy. Ebből következik, hogy az L sugárzóhossz méretezése nem kritikus. A frekvenciaátfogás mintegy 1:2. Az üzemi frekvencia ilyen mérvű megváltozása azonban a sugárzási jellegzőgörbe bizonyos fokú deformációját idézi elő, minthogy a β nyílásszög csak egy bizonyos üzemi frekvenciára méretezhető optimálisan. Ezért széles sávú üzemben az elérhető nyereség némileg frekvenciafüggővé válik.

Az antennanyereség az L szárhosszal növekszik. A vízszintes és függőleges síkbeli irányjellegző

alakját elsősorban α és β nyílásszögek határozzák meg. Az antennát legalább $\lambda/2$ magasságban kell telepíteni. Ha az antennát ennél alacsonyabban telepítik, a rövidhullámú gyakorlatban jól ismert jelenség érezhető kedvezőtlen hatását: a függőleges síkbeli jellegzőgörbe főnyalábja meredekebbé válik. Ha az L szárhossz meghaladja a 6λ -t, az irányító hatás túl élessé, az optimális nyílásszög beállítása túl kritikussá válik.

12.4.1. Rombusz-antennák táplálása

Mivel a lezárt rombusz-antennák bemeneti impedanciája 700 és 800 Ω közé esik, táplálása tetzőleges hosszúságú, de azonos hullámellenállású haladó hullámú tápvonal segítségével könnyen oldható meg. A szokásos kivitelű, mintegy 600 Ω -os hullámellenállású „macskalétra” még alig okoz illesztetlenséget és még többsávós üzemben is jól működő megoldást jelent. A korábbiakban tárgyalt illesztőttagok segítségével ettől eltérő hullámellenállású tápvonalak is alkalmazhatók. Megjegyzendő azonban, hogy az ilyen illesztőttagok frekvenciafüggő tulajdonságai következtében a sáv szélesség észrevehető mértékben csökken, és az antenna csak egy sávban dolgozik kielégítően.

A 600 Ω -os illesztett tápvonal a hangolt tápvonalakkal szemben feltétlenül kedvezőbb megoldást jelent, minthogy a veszteség kisebb és az adóvégfokozathoz való csatlakoztatás is egyszerűbb eszközökkel oldható meg. A felharmonikusok és egyéb zavaró melléksugárzások kiküszöbölése céljából a fent már említett, 8.8. ábra szerinti vagy ehhez hasonló szelektív illesztőttag alkalmazása javasolható.

12.4.2. A lezáróellenállás

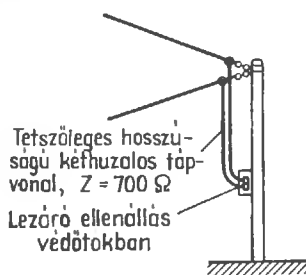
Az R lezáróellenállásnak ez esetben is induktívitas- és kapacitásszegénynek kell lennie. Kisteljesítményű adóknál nagyobb terhelhetőségű rétegellenállások alkalmazhatók; a szórt kapacitás csökkentésére célszerű a lezáróellenállást több, sorbakötött tagból készíteni. Lehetőleg koszorúletmentes ellenállások alkalmazandók. Igaz, hogy a huzallellenállásoknál általában nagyobb terhelhetőségük van, azonban induktivitásuk miatt számításba sem jöhetnek.

Nagyobb adóteljesítményeknél a rétegellenállások mérete és ára nagy lesz. Ilyenkor célszerű különleges nagy terhelhetőségű ellenállásokat alkal-

mazni, amelyek különleges előállítási módszerek következtében induktív- és kapacitásszegények (műantennák terhelőellenállása).

A lezáróellenállás 800Ω körüli értékű. Az ellenállást célszerű műanyag tokban, vízmentesen leragasztva szerelni és közvetlenül a sugárzó két végéhez forrasztani.

Mivel a huzalantennákban zivatarok idején tetemes áramok indukálódnak, a lezáróellenállások védelmére az alábbi megoldás javasolható. A lezáró ellenállást a tartóoszlopon olyan magasságban helyezük el, hogy könnyen hozzáférhető legyen és tetszőleges hosszúságú $7 \dots 800 \Omega$ hullámellenállású kéthuzalos tápvonal segítségével csatlakoztatjuk a sugárzó végekhez (lásd a 12.7. ábrát).

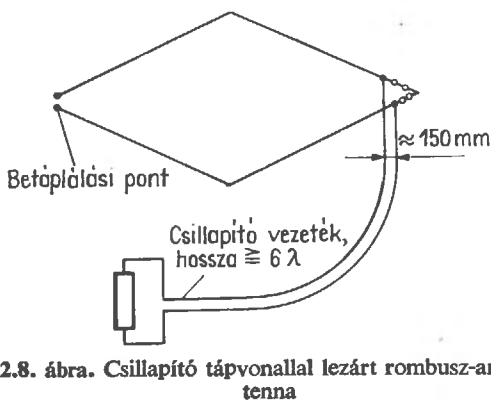


12.7. ábra. Tetszőleges hosszúságú haladóhullámú tápvonalon át lezárt rombusz-antenna

A lezáróellenállást tartalmazó műanyag tok dugaszolható kivitelben készülhet és zivatar előtt egyszerűen eltávolítható.

Nagyobb terhelhetőségű lezáróellenállásokban az induktív áram csak a legritkább esetben tesz kárt, azonban zivatar idején célszerű az egész antennarendszert gondosan leföldelni.

Nagy terhelhetőségű lezáróellenállások helyett a komerciális technikában sokszor alkalmaznak



12.8. ábra. Csillapító tápvonallal lezárt rombusz-antenna

ún. „elnyelő” tápvonalakat. Ezek olyan nyitott két-huzalos tápvonalak, amelyeknél a két vezető ellenálláshuzalból készült. Erre a célra rendszerint $0,4 \dots 0,5$ mm átmérőjű kromnikkel ellenálláshuzalt szokás használni; a huzaltérköz mintegy 15 cm, és a hossz legalább hatszorosa az üzemi frekvenciának megfelelő hullámhossznak. A lezáróellenállás ennek a csillapító tápvonalnak a végéhez csatlakozik; terhelhetősége azonban csupán mintegy 10% -a legyen a rendelkezésre álló adóteljesítménynek (12.8. ábra).

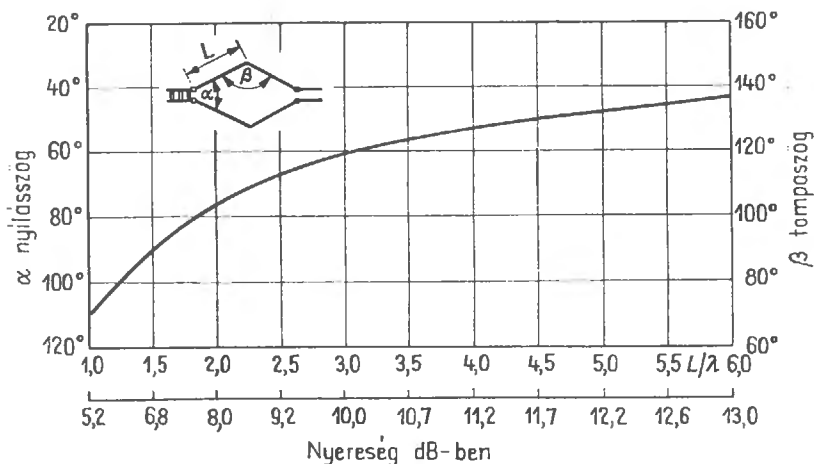
12.4.3. Rombusz-antennák méretezése és kivitelezése

A melléknyaláb-mentes sugárzási jelleggörbe és optimális antennanyereség érdekében az α nyílásszög és L szárhossz összehangolt méretezése fontos tényezője a rombusz-antenna tervezésének. Az optimális értékpárok a 12.9. ábrán között görbéről olvashatók le.

A vízszintes rendezőre felvitt L szárhossz alatt az elméletileg elérhető maximális nyereséget is feltüntettük egy külön skálán; a fő sugárzási oldalirányban elérhető antennanyereség és az L szárhossz között ugyanis közvetlen összefüggés van, ha az α nyílásszöget optimálisan méretezzük. A dB-ben megadott nyereségnél a lezáróellenállásban „elfűtött” 3 db sugárzási veszteséget már figyelembe vettük.

Rombusz-antenna H síkbeli függőleges sugárzási szöge döntően a telepítési magasságtól függ. Ha a rövidebb sávokban minél „laposabb” főnyalábot akarunk elérni, az antennát legalább $\lambda/2$ magasságban szereljük fel. A szárakat úgy kell kifeszíteni, hogy egyik oldalra se lejtessenek.

Rombusz-antennák tervezésekor célszerű, ha a várható hossz és szélességi méretekről tájékoztató adataink vannak. A 12.1. táblázatban a rombusz-antennák méretezéséhez szükséges fontosabb adatokat foglaltuk össze. A megadott méretek általában a sávközépre vonatkoznak, azonban a rendkívül nagy sávszélesség miatt nem érdemes túlzott pontossággal méretezni. A tartóoszlopok közötti A és B távolságokat (lásd a 12.6. ábrát) már eleve felkerekítettük, azonban célszerű ennél valamivel nagyobb távolságokat venni, hogy a hátrafelécsillapítás finombeállításához esetleg szükségessé váló α és β nyílásszög-változtatások lehetőségét nyitva hagyjuk. Különösen vonatkozik ez nagy szárhosszúságú antennákra, mert ezeknél az irányíthatóság rendkívül éles lesz.



12.9. ábra. Lezárt rombusz-antenna optimális α és β nyílásszögének változása az L szárhossz függvényében

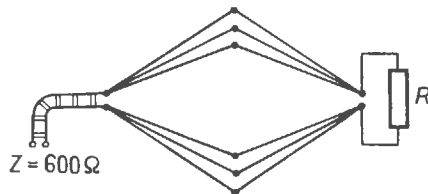
12.4.4. Többsávós üzem

Mint a 12.1. táblázat adataiból kitűnik, rombusz-antennák jól használhatók többsávós üzemben is. Így pl. egy 42 m oldalhosszúságú rombusz a 40 m-es sávban 1λ -s, a 20 m-es sávban 2λ -s, a 15 m-esben 3λ -s és a 10 m-esben 4λ -s. A nyílásszöget célszerű a 15 vagy a 20 m-es sávra méretezni; ekkor a 10 m-es sávban valamivel nagyobb, a 40 m-es sávban pedig valamivel kisebb lesz az optimumnál. Ezért a 10 m-es üzemmódnál ($\alpha > \alpha_{opt}$) a főnyaláb valamivel keskenyebb lesz, néhány kisebb melléknyaláb és gyengébb hátrafelé-csillapítás lesz tapasztalható, ez azonban a főnyaláb irányában elérhető nyereséget nem befolyásolja. A 40 m-es üzemmódnál ($\alpha < \alpha_{opt}$) a főnyaláb felhasadozik, kiszélesedik és a hátrafelé-csillapítás ugyancsak némileg csökken. Ez az antenna még a 40 m-es sávban is jó nyereséggel dolgozik. 21 és 63 m oldalszélességek igen jó többsávú rombuszt adnak.

12.4.5. Különleges kivételű rombusz-antennák

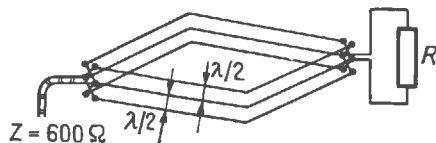
Rombusz-antennák eleve adott sávzélessége még növelhető, ha szárait megvastagítjuk; a 12.10. ábrán egy széles sávú, ún. „vastag” rombusz-an-

tennát mutatunk be. Három vagy esetleg még több párhuzamos huzal segítségével a sávzélesség tovább növelhető és a betáplálási pont ellenállása $600\ \Omega$ -ra csökken.



12.10. ábra. Széles sávú rombusz-antenna

Azonos méretű rombuszok egymás fölé szerelésével (emeletes rombusz; lásd a 12.11. ábrát) a főnyaláb a H síkban is keskenyedik, és további antennanyereség érhető el. Az ilyen elrendezések használata azonban az ultrarövid hullámú és afeletti sávokra korlátozódik, amikor is az antennanyereség 17 dB-t is elérhet.



12.11. ábra. Emeletes rombusz-antenna

12.1. táblázat. Amatőrsávokra méretezett rombusz-antennák méretadatai

L szárhossz	L oldalhossz	α nyílásszög	β nyílásszög	A hossz-méret	B szélesség	Antenna-nyereség
λ	m	szög°	szög°	m	m	dB
40 m-es amatőrsáv						
1,0	41,50	111	69	47,00	68,50	5,2
1,5	63,00	91	89	88,50	90,00	6,8
2,0	84,00	76	104	132,40	103,50	8,0
2,5	105,00	68	112	174,50	117,50	9,2
3,0	127,00	63	117	217,00	133,00	10,0
3,5	148,00	58	122	259,00	144,00	10,7
4,0	169,00	54	126	302,00	154,00	11,2
20 m-es amatőrsáv						
1,0	20,80	111	69	24,00	34,50	5,2
1,5	31,50	91	89	44,50	45,00	6,8
2,0	42,00	76	104	66,50	52,00	8,0
2,5	52,50	68	112	87,50	59,00	9,2
3,0	63,00	63	117	108,00	66,00	10,0
3,5	74,00	58	122	130,00	72,00	10,7
4,0	84,50	54	126	151,00	77,00	11,2
4,5	95,00	51	129	172,00	82,00	11,7
5,0	106,00	48	132	194,00	86,50	12,2
5,5	116,00	46	134	214,00	91,00	12,6
6,0	127,00	44	136	236,00	95,50	13,0
15 m-es amatőrsáv						
1,0	13,80	111	69	15,70	22,80	5,2
1,5	21,00	91	89	29,50	30,00	6,8
2,0	28,00	76	104	44,50	34,50	8,0
2,5	35,00	68	112	50,00	39,50	9,2
3,0	42,00	63	117	72,00	44,00	10,0
3,5	49,50	58	122	87,00	48,00	10,7
4,0	56,50	54	126	101,00	51,50	11,2
4,5	63,50	51	129	115,00	55,00	11,7
5,0	70,50	48	132	129,00	57,50	12,2
5,5	78,00	46	134	144,00	61,00	12,6
6,0	85,00	44	136	158,00	64,00	13,0
10 m-es amatőrsáv						
1,0	10,20	111	69	11,60	17,00	5,2
1,5	15,60	91	89	22,00	22,30	6,8
2,0	21,00	76	104	33,10	26,00	8,0
2,5	26,20	68	112	43,50	29,50	9,2
3,0	31,50	63	117	54,00	33,00	10,0
3,5	37,00	58	122	65,00	36,00	10,7
4,0	42,00	54	126	75,00	38,50	11,2
4,5	47,50	51	129	86,00	41,00	11,7
5,0	52,50	48	132	96,00	43,00	12,2
5,5	58,00	46	134	107,00	45,50	12,6
6,0	63,00	44	136	117,00	47,50	13,0

13.

Azonos fázisban gerjesztett dipóluskombinációk (oldalsugárzó antennák)

Úgyszólván valamennyi antenna közös alap-
eleme a félhullámú dipólus, amelynek irányjelleg-
görbéjét a 3. fejezetben részletesen tárgyaltuk.
Több dipólus célszerű kombinációjával az irány-
jelleggörbe úgyszólván tetszés szerint variálható,
és ezzel az antenna-nyereség a fő sugárzási irány-
ban is növelhető.

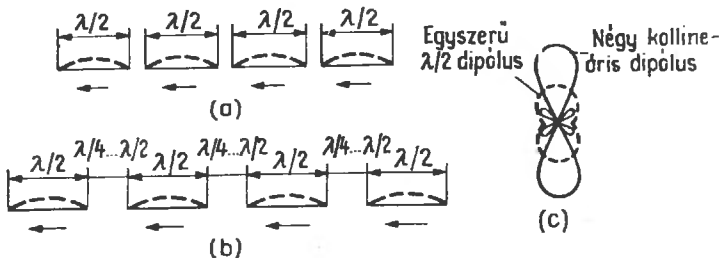
13.1. A dipólus-sor (kollineáris dipólusok)

Ha több félhullámú sugárzót sorban egymás
mellé helyezünk, és valamennyi elemet azonos fázis-
ban gerjesztjük, akkor a fő sugárzás *iránya* — a
félhullámú dipólusra vonatkoztatva — nem válto-
zik. A sugárnyaláb *szélessége* (nyílásszög) azon-
ban a fő sugárzás irányában tapasztalható megnö-
vekedett kisugárzás következtében lényegesen
csökkenni fog. Ezzel együtt jár a félhullámú dipó-
lusra vonatkoztatott megnövekedett nyereség is.

A 13.1. ábrán négy kollineáris dipólusból álló
dipólus-sort tüntettünk fel, amelynél az azonos
fázisú gerjesztéskor fellépő árameloszlást is fel-
tüntettük. Valamennyi áram fázisa, iránya és
nagysága azonos lesz. A kollineáris sugárzó-rend-
szereknél a félhullámú dipólusra vonatkoztatva
az alábbi antennanyereségek érhetők el:

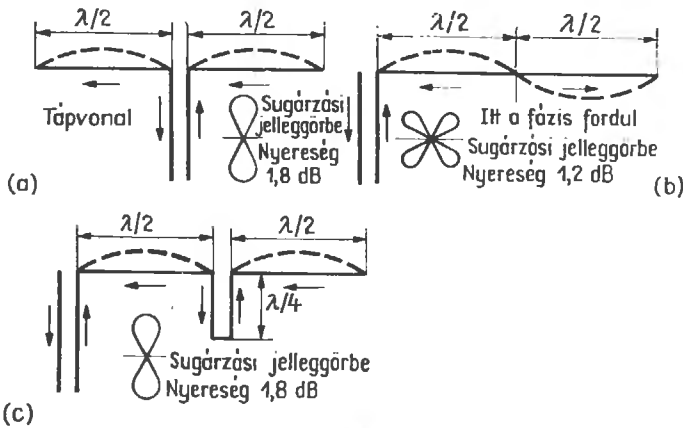
2 félhullámú kollineáris sugárzó	1,8 dB;
3 félhullámú kollineáris sugárzó	3,2 dB;
4 félhullámú kollineáris sugárzó	4,5 dB;
5 félhullámú kollineáris sugárzó	5,4 dB;
6 félhullámú kollineáris sugárzó	6,2 dB;
7 félhullámú kollineáris sugárzó	6,9 dB;
8 félhullámú kollineáris sugárzó	7,5 dB.

További nyereség érhető el akkor, ha az egyes
félhullámú elemek térközét $\lambda/4 \dots \lambda/2$ távokra nö-
veljük [lásd a 13.1.(b) ábrát]. Ilyenkor azonban az
elemek azonos fázisú gerjesztése nehezen oldható
meg, ezért ezt a lehetőséget ritkán alkalmazzuk.
A legegyszerűbb dipólus-sor a közepén táplált tel-
jeshullámú dipólus. Ennél a két kollineáris félhul-
lámú sugárzót azonos fázisban gerjesztjük, mint a



13.1. ábra. A dipólus-sor:

(a) kis térközű, azonos fázisban gerjesztett kollineáris dipólusok; (b) $\lambda/4$ térközű,
azonos fázisban gerjesztett kollineáris dipólusok; (c) egyszerű félhullámú dipólus (szaggatott vonal)
és négy kollineáris dipólusból álló dipólus-sor E síkbeli irányjelleggörbéinek összevetése



13.2. ábra. Az azonos fázisú és ellenfázisú gerjesztés hatása:

(a) két azonos fázisban gerjesztett kollineáris félhullámú dipólus; (b) két félhullámú sugárzó, a végén és ellenfázisban gerjesztve (végtáplálású teljes hullámú sugárzó); (c) negyedhullámú fázisforgató tag segítségével azonos fázisban gerjesztett végtáplálacú teljes hullámú sugárzó

13.2.(a) ábrán látható árameloszlásból is kitűnik. A sugárzóval elérhető nyereség 1,8 dB. Mások a viszonyok a 13.2.(b) ábrán bemutatott teljes hullámú sugárzónál (Zeppelin-antenna), ahol a táplálás módja következtében (végén táplálva) a két félhullámú sugárzón ellenfázisú árameloszlás alakul ki. A vízszintes E síkbeli sugárzási irányjelleggörbében négy fő sugárzási oldal tapasztalható, és az azonos sugárzóhossz ellenére a nyereség csupán 1,2 dB. Ha egy ilyen végén táplált teljes hullámú sugárzót azonos fázisban akarunk gerjeszteni, akkor a két félhullámú szakasz közé a 13.2.(c) ábra szerint egy fázisforgató tagot kell iktatni. Ilyen fázisforgató tag alakítható ki egy rövidrezárt negyedhullámú vonalszakaszból (fázisforgatás: 180°). Ilyenformán több félhullámú sugárzó is sorbahelyezhető el egymás mellé. Azonos fázisú gerjesztésük a fentiek szerint úgy oldható meg, hogy az egyes sugárzókat fázisforgató tagok segítségével kötjük össze.

Dipólus-sorok árammaximumában mérhető sugárzási ellenállása a dipólusok számával gyorsabban növekszik, mint az összemérhető hosszúságú, de ellenkező fázisban gerjesztett lineáris antennák esetében (huzalantennák). 2...6 tagú azonos fázisban gerjesztett félhullámú elemekből álló dipólus-sorok sugárzási ellenállása nagyságrendileg a dipólusok száma $\times 100$. Így pl. egy 3 félhullámú sugárzóból álló dipólus-sor hozzávetőleges sugárzási ellenállása 300Ω körül lesz.

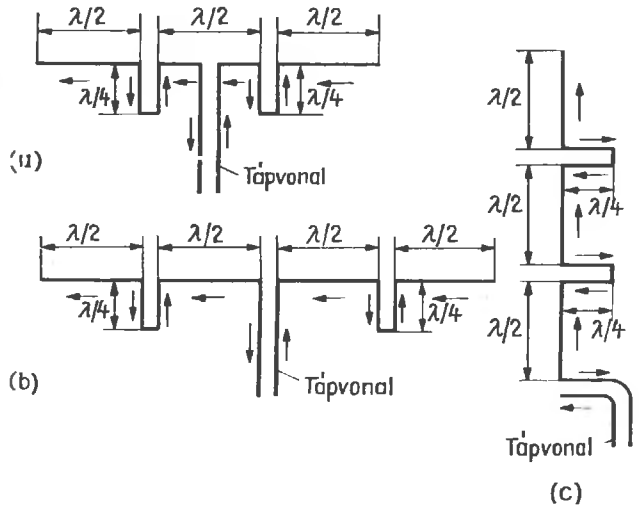
A 13.3. ábrán dipólus-sorok néhány kiviteli formáját tüntettük fel. A berajzolt nyilak a mindenkori áramirányokat jelzik. A 13.3.(a) ábrabeli ki-

vitelnél a táplálás árammaximumban megy végbe, ezért a betáplálási pont impedanciája meg fog egyezni a sugárzási ellenállással, amely hozzávetőleg 300Ω (3 elem $\times 100$), és a várható nyereség 3,2 dB. A 13.3.(b) ábra szerinti megoldásnál feszültségmaximumban táplálunk, ennek megfelelően a betáplálási pont impedanciája nagy lesz. Az alkalmazott huzal karcsúsági tényezőjétől függően a betáplálási pont impedanciája 1000 és 6000Ω közé fog esni, az elméletileg várható nyereség mintegy 4,3 dB.

Kollineáris dipólusokat függőleges sorba is el lehet helyezni [lásd a 13.3.(c) ábrát]. A sugárzás polarizációs és nyalábolási síkja ilyenkor függőleges, és a vízszintes síkban szabályos körsugárzó jelleggörbét kapunk. A 13.3.(c) ábra alapján mechanikai okokból a betáplálás ilyenkor a dipólus-sor alsó végéről történik, noha a félhullámú szakaszok közepén elektromos szempontból lényegesen kedvezőbb lenne a szimmetrikus táplálás. A félhullámú sugárzók közé iktatott rövidrezárt negyedhullámú vonalszakasz 180° fázisfordítást okoz és mint párhuzamos rezgőkör hat (lásd az 5.29. ábrát). Hasonló hatás érhető el mindkét végén nyitott félhullámú párhuzamos vonalszakasszal. A vonalszakaszok jó minőségű zárókörökkel (párhuzamos rezgőkörökkel) is helyettesíthetők, amely megoldást a rövidhullámú gyakorlatban szokás néha alkalmazni (W 3 DZZ-antennák). Dipólus-soroknál az azonos fázisú gerjesztés elérése céljából azonban általában leginkább a negyedhullámú vonalszakaszokat szokás alkalmazni, mivel ezeknél érhetőek el legegyszerűbben nagy jóságú tényezők.

13.3. ábra. Dipólussor-változatok:

(a) központosan és azonos fázisban gerjesztett három kollineáris félhullámú sugárzó (3,2 dB nyereség); (b) központosan és azonos fázisban gerjesztett négy kollineáris félhullámú dipólus (4,3 dB nyereség); (c) függőlegesen polarizált, azonos fázisban gerjesztett, végtáplálású, három kollineáris félhullámú sugárzó (3,2 dB nyereség)



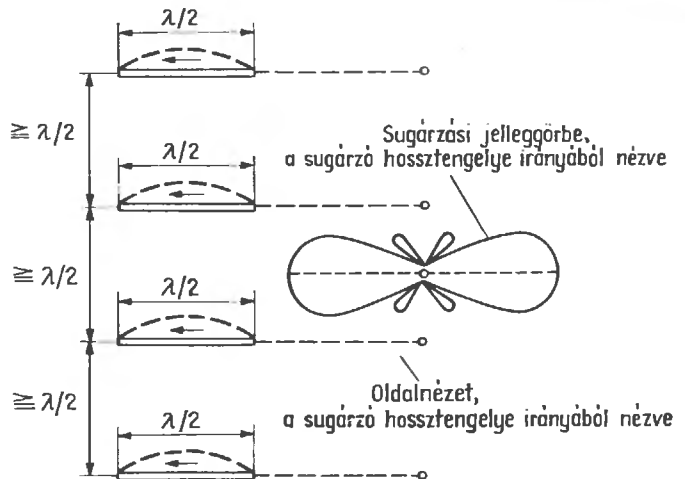
13.2. A dipólusfal (emeletes dipólusok)

Ha vízszintes és azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólusokat párhuzamosan egymás fölé helyezünk, *dipólusszlophoz* jutunk; az elrendezést a szemléletesség céljából sokszor *emeletes dipólusként* is említik. Félhullámú dipólusokból álló dipólusszlopok vízszintes *E* síkbeli sugárzási irányjelleggörbéje meg fog felelni az egyes $\lambda/2$ hullámhosszúságú dipólusokénak, míg a nyalábolás a *H* síkban jelentősen megnő. Példaként a 13.4. ábrán négy azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólusból álló dipólusszlopot mutatunk be, amelyeknél az emeletköz $\cong \lambda/2$. A rajzon a függőleges, *H* síkbeli irányjelleggörbét is feltüntettük.

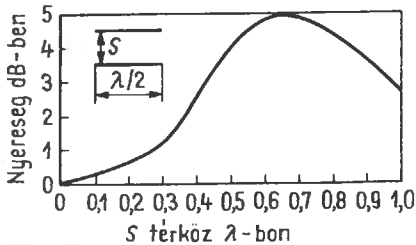
A *H* síkbeli nyalábolás eredményeként elérhető nyereség a párhuzamosan egymás fölé helyezett dipólusok számától és az emeletek közötti *S* térköztől függ. A 13.5. ábra diagramjából két azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólus segítségével elérhető nyereség olvasható le az *S* emelet-térköz függvényében. Minden további félhullámú dipólus hatására a nyereség további 1 dB-el növekszik. Ha az *S* térközt optimálisan méretezzük, a nyereség hozzávetőleg 1,5 dB lesz. Az elemeknek természetesen azonos síkban kell lenniük.

Mint a 13.5. ábrabeli diagramból látható, az optimális *S* emelet-távolság nem $0,5\lambda$, azonban általában ezt a térközt szokás előnybe helyezni, mivel számos tekintetben (mechanikai és elektromos szempontok) kedvezőbb megoldás. A kétemeletes

13.4. ábra. Négy azonos fázisban gerjesztett vízszintes félhullámú dipólusból álló dipólusszlop



félhullámú sugárzókról a H síkbeli irányjelleggörbében melléknyalábok nem tapasztalhatók, ha az emelet-térköz $S = \lambda/2$, azonban ha a térközöt növeljük és az optimális nyereséget eredményező $0,65\lambda$ -ra méretezzük, a melléknyalábok megjelennek. A kapott nyereségnövekedés a fő sugárzási nyaláb leszűküléséből adódik, azonban az irányjelleggörbében kisebb-nagyobb nyalábok fognak fellépni.



13.5. ábra. Két egymás fölé helyezett, azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólus maximális nyereségének változása az üzemi hullámhosszban mért S emeletköz függvényében

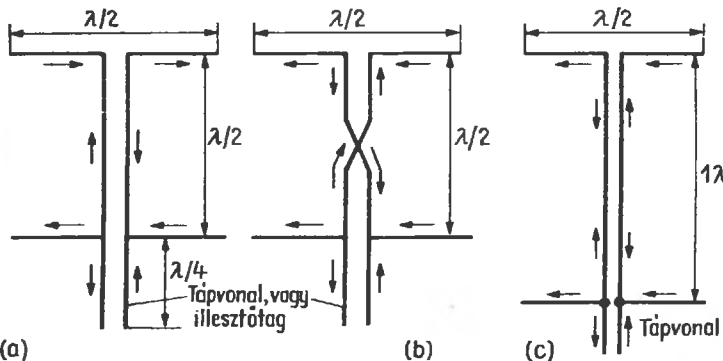
A dipólusoszlop azonos fázisú gerjesztésére különböző lehetőségek vannak. A legelterjedtebb megoldás a táplálás félhullámú, hangolt Lecher-vezetékkel. A végén nyitott $\lambda/2$ hosszúságú párhuzamos tápvonal az impedanciát 1:1 arányban transzformálja, azonban a ráadott nagyfrekvenciás feszültség fázisát 180° -kal forgatja. Ha két, párhuzamos félhullámú dipólust a 13.6. (a) ábra szerint egyszerűen két félhullámú Lecher-vezeték segítségével kötünk össze, akkor mindkét dipólus ellenfázisban lesz gerjesztve, mint ahogy az az ábrán feltüntetett 3 irányjelző nyilak állásából kiderül. A kívánt azonos fázisú gerjesztés csak úgy

érhető el, ha a félhullámú összekötő tápvonalszakaszokat a 13.6.(b) ábra szerint keresztbe kötjük. Ha a dipólusokat olyan tápvonalszakasszal kötjük össze, amelynek elektromos hossza λ , akkor ezeket nem szabad megkereszteni, mivel a teljes hullámú tápvonalszakasz impedancia-transzformációja ugyancsak 1:1, azonkívül fázisforgatást nem okoz [lásd a 13.6.(c) ábrát].

A 13.6. ábrán bemutatott táplálás az alsó dipólusnál mechanikailag igen egyszerű és kényelmes, azonban elektromos szempontból nem a legkedvezőbb megoldás. Az alsó dipólus ugyanis, amelyhez a tápvonalat csatlakoztatjuk, az energiát úgy szólván „első kézből” kapja, míg a felette levő emeletekhez csak különböző hosszúságú tápvonalszakaszokon jut el. A futási időkülönbségek következtében fellépő fázisban eltoltsági és feszültségeloszlások miatt a H síkbeli fősugárzási nyaláb kissé meredekebbé válik: Az antenna felfelé „bandzsít”, amellettsávszélessége is némileg csökken. Ezért a dipólusoszlopokat célszerű a geometriai középpontjukban táplálni.

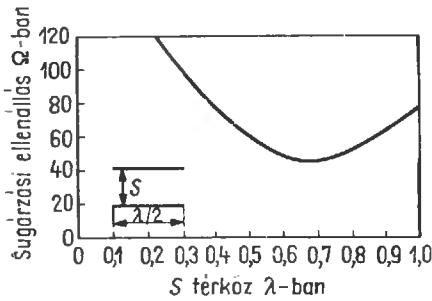
Az azonos fázisban gerjesztett, párhuzamosan egymás fölé helyezett dipólusoknál a kapott eredő sugárzási ellenállás az emeletköz függvénye lesz. Mint a 13.7. ábrából látható, a két párhuzamos dipólus sugárzási ellenállása külön-külön 60Ω , ha a térköz $S = 0,5\lambda$; ha $S = 0,75\lambda$, akkor 45Ω -ra csökken, és ha S emeletköz 1λ -ra nő, a sugárzási ellenállás kerekén 80Ω lesz.

A rövidhullámú gyakorlatban dipólusoszlopok mechanikai okokból legfeljebb két párhuzamos dipólusból állnak. Az ultrarövid hullámú tartományban azonban több párhuzamos dipólus is helyezhető egymás fölé. Az ilyenkor fellépő betáplálási problémákat a 23.1. alfejezetben részletesebben tárgyaljuk.



13.6. ábra. Két párhuzamos dipólus táplálása:

(a) két párhuzamos dipólus táplálása ellentétes fázisban (emeletköz: $\lambda/2$); (b) két párhuzamos dipólus táplálása azonos fázisban, keresztbe kötött tápvonalszakasz segítségével (emeletköz: $\lambda/2$); (c) két párhuzamos dipólus táplálása azonos fázisban párhuzamos, nem keresztbe kötött teljes hullámú tápvonalszakasz segítségével (emeletköz: 1λ)



13.7. ábra. Két párhuzamos, azonos fázisban gerjesztett dipólus egyes elemeinek árammaximumaiban mért sugárzási ellenállásainak változása az S emeletköz függvényében

13.3. Dipóluscsoportok (dipólusfüggönyök)

A gyakorlatban a dipólus-sorok és dipólusoszlopok előnyeit *dipóluscsoportok* (dipólusfüggöny) vagy csoportantennának néven ismert elrendezésben szokás kombinálni, amelyek a dipólus-sor E síkbeli nyalábolását és a dipólusoszlop H síkbeli éles irányító hatását egyesítik. Minthogy a dipólus-sorok és dipólusoszlopok két oldalirányban sugárzó rendszerek, ezért gyakran alkalmaznak félhullámú sugárzó szakaszokból álló gerjesztett vagy parazita reflektorokat. Ezek a sugárzási jelleggörbét az egyik oldalon elnyomják, és így a megmaradt sugárzási irányban mintegy 3 dB-es nyereség érhető el. Ha a dipólusokat reflektorfal elé helyezzük, a nyereség mintegy 7 dB-re növelhető. Nagy kiterjedésű dipóluskombinációk mechanikus okokból elsősorban csak az ultrarövid hullámú tartományban kivitelezhetők, ezért ezeket az ultrarövid hullámú antennák fejezetében tárgyaljuk részletesebben.

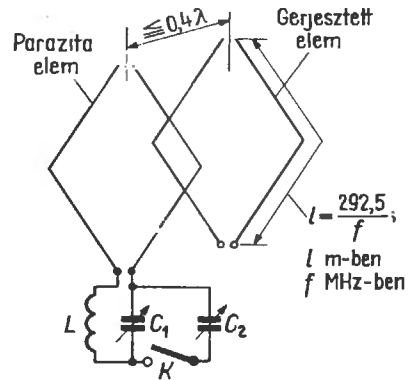
13.4. Irányító hatású huzalantennák gyakorlati kivitele

Azonos fázisban gerjesztett dipólusokat a rövidhullámú tartományban szívesen alkalmazzák, mint *irányító hatású huzalantennákat*. Ilyenek a dipólus-sorok, a dipólusoszlopok vagy ezek kombinációi. Néhány ilyen antenna többsávú üzemben is használható, azonban általában tipikus egysá-

vos antennák, mert a többsávú üzemmód mindig kompromisszumos megoldást jelent. Az irányító hatású huzalantennákat elsősorban a nagyobb frekvenciájú rövidhullámú sávokban, az ún. DX-sávokban alkalmazzák viszonylag nagy méreteik miatt.

13.4.1. A kettős dipólus

A legegyszerűbb dipólus-sor két kollineáris, azonos fázisban gerjesztett félhullámú dipólusból áll (lásd a 13.8. ábrát). Mint az ábrán látható,

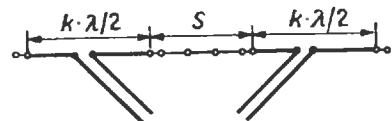


13.8. ábra. Váloztatható irányjelleggörbéjű kettős dipólus:

(a) az irányjelleggörbe átkapcsolása A és B csatlakozási pontok felcserélésével; (b) a kettős dipólus irányjelleggörbéje tápláláskor azonos fázisban (nyereség 1,8 dB); (c) a kettős dipólus irányjelleggörbéje tápláláskor ellentétes fázisban (nyereség 1,2 dB)

mindkét dipólusnak saját tápvonala van. A megoldás előnye, hogy a tápvonal átkapcsolásával az antenna irányjelleggörbéje változtatható.

Az ábrán vázolt azonos fázisú gerjesztés esetében a fő sugárzás iránya a dipólus tengelyére merőleges [lásd a 13.8.(b) ábrát], és az elérhető nyereség 1,8 dB. Ha a kicsatoló tekercsen az egyik tápvonal bekötését megfordítjuk, akkor a dipólusok ellentétes fázisban lesznek gerjesztve, a teljes hullámú dipólusra jellemző sugárzási irányjelleggörbe alakul ki [lásd a 13.8.(c) ábrát], és a nyereség 1,2 dB-re csökken. Ha lehetőség nyílik a két dipólus közötti S térközt a 13.9. ábra szerint növelni, akkor azo-



13.9. ábra. Az S térköz megnövelésével kapott nagyobb nyereségű kettős dipólus

nos fázisú gerjesztés esetében az antennanyereség növekedni fog. Így $S = 0,2\lambda$ -nál az elérhető nyereség 2,5 dB-re, $S = 0,3\lambda$ -nál 3 dB-re nő és maximális értékét 0,4 és $0,6\lambda$ között éri el mintegy 3,2 dB-lel.

13.4.2. A Franklin-antenna

Ha kettőnél több, azonos fázisban gerjesztett dipólust kapcsolunk sorba, *Franklin-antenna* néven ismert elrendezéshez jutunk. A legkisebb méretű Franklin-antenna három darab kollineáris dipólusból áll [13.10.(a) ábra]. Minthogy az antennarendszert árammaximumban tápláljuk, talpponti impedanciája azonos lesz a sugárzási ellenállással: ez hozzávetőleg valamivel 300Ω felett van. Ezért az antenna egy 300Ω hullámellenállású, tetszőleges hosszúságú tápvonallal közvetlenül gerjeszthető.

Az L_2 középső dipólus mérete valamivel hosszabb, mint a külső dipólusoké, minthogy rajta végeffektus nem lép fel. Az L_3 rövidzárt negyedhullámú vonalszakaszok rezonanciáméretei légszigeteléses párhuzam-vezetékre vonatkoznak, amelyeknél a vezeték közötti térköz mintegy 10 cm (a méret nem kritikus). Ha szalagkábel-darabokat használunk, akkor a k rövidítési tényezőt figyelembe kell vennünk ($k \approx 0,8$).

Az elrendezés elméleti nyeresége 3,2 dB, ami kizárólag az E síkbeli nyalábolásból származik. A 13.1. táblázatban L_1 , L_2 és L_3 méreteire találunk adatokat.

Ha az antennát a 13.10.(b) ábra szerint két darab további, félhullámú szakasszal egy ötös kollineáris dipólussá egészítjük ki, az elméletileg elérhető nyereség 5,4 dB-re nő, és a betáplálási ellenállása kerekén 500Ω lesz. Az antenna tetszőleges hosszúságú 500Ω -os kéthuzalos tápvonallal táplálható.

13.1. táblázat. A 13.10. ábra szerinti Franklin-antenna méretadatai

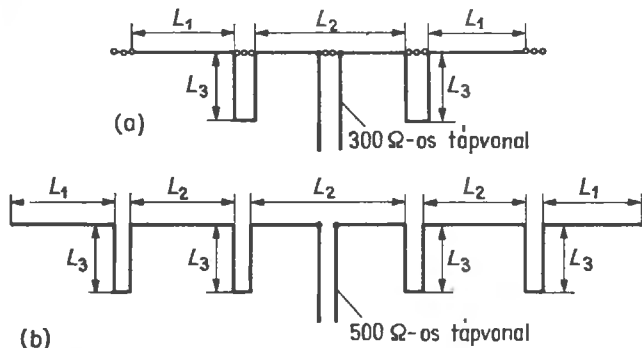
Amatőr-sáv	L_1	L_2	L_3
m	m	m	m
10	5,09	5,18	2,50
15	6,90	7,02	3,52
20	10,30	10,50	5,27
40	20,71	21,13	10,61
80	40,50	41,35	20,70

Az amatőr-gyakorlatban az ilyen antennák akkor lennének célszerűek, ha a dipólusokat függőleges sorba lehetne felépíteni. Akkor ennek a függőlegesen polarizált dipólus-sornak kiváló vízszintes síkbeli körsugárzó jelleggörbéje volna, rendkívül lapos lesugárzási szöggel és gyakorlatilag a szélrózsa minden irányában 5,4 dB nyereséggel rendelkezne. Az ilyen magasantennák az amatőr-gyakorlatban sajnos csak kivételes esetekben valósíthatók meg.

Mindkét antennatípus méreteire a 13.1. táblázatban találunk adatokat. Mivel a kollineáris dipólusoknak relative nagy a sáv szélességük, általában a sávközépre szokás méretezni azokat: ezzel használhatóságuk az egész sávon belül biztosítható van.

13.4.3. Fekvő H-antenna (Lazy-H)

Az idegennyelvű amatőr-irodalomban gyakran alkalmazott „lusta Henrik” elnevezés ennek az irányító hatású huzalantennának megjelenési formájára utal (a fekvő H = \equiv). Mint a 13.11. ábrán látható, két kollineáris dipólusból álló dipólus-sor és két párhuzamos dipólusoszlop kombinációjáról van szó, amelyeknél az emeletköz mintegy $\lambda/2$.

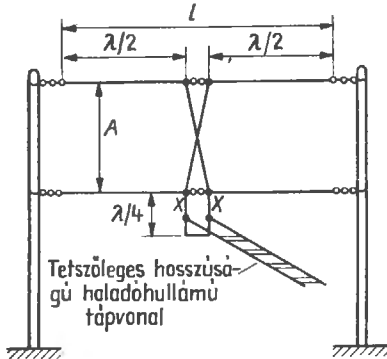


13.10. ábra. A Franklin-antenna (méretadatok a 13.1. táblázatban):

(a) három kollineáris dipólus, nyereség 3,2 dB;
(b) öt kollineáris dipólus, nyereség 5,4 dB

A keresztbe kötött összekötő vezeték következtében a dipólusok azonos fázisban vannak gerjesztve.

Az ábrázolt megoldásban a tápláláshoz egy tetszőleges hosszúságú illesztett kéthuzalos tápvonalat használunk. A tápvonal illesztése az antenna nagy talpponti ellenállásához rövidrezárt negyedhullámú illesztőtaggal oldható meg a legegyszerűbben (lásd a 6.6. alfejezetet).



13.11. ábra. Egysávú fekvő H-antenna

Az antennarendszer vízszintes síkbeli sugárzási irányjelleggörbéje a teljeshullámú dipóluséval azonos (két kollineáris dipólus); a fő sugárzási irány tehát az antenna tengelyére merőleges és mindkét oldalra azonos intenzitású. Az emeletes elrendezés (dipólusoszlop) következtében a rendszer a H síkban, tehát függőleges irányban is nyalábol. A H síkbeli nyalábolás egyik fontos előnye, hogy a dipólusoszlop a talajszint feletti magasságra nem olyan érzékeny, mint az egysíkú antennák: a függőleges sugárzási irányjelleggörbének megfelelően ugyanis a talajra a sugárnyalábnak viszonylag kis hányada jut, ezért a veszteséges talajreflexiók csak csökkent mértékben lépnek fel (lásd a 3.2.2.1. alpontot). Ennek ellenére a távolsági összeköttetések szempontjából lényeges függőleges kisugárzási szög ennél az antennánál is bizonyos mértékig függ a talajszint feletti magasságtól, ezért — akár csak valamennyi antennatípusnál — célszerű minél magasabbra telepíteni ezt is. Legjobb eredmény akkor várható, ha az első emelet legalább $\lambda/2$ távolságra van a talajszint felett, azonban kisebb magasságoknál is jó eredményekkel lehet számolni.

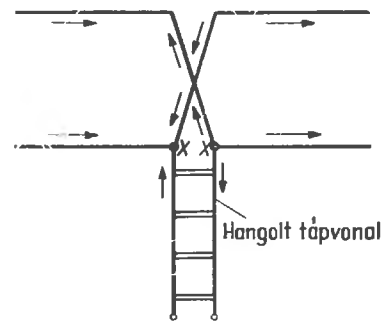
Az ábrázolt antennarendszer elméleti nyeresége mintegy 5,6 dB. Ez a 13.2. táblázat adatai alapján az emeletközzel változik. Az amatőr-gyakorlatban azonban a fekvő H-antenna lényegesen kedvezőbb eredményeket szokott adni, mint az azonos nyere-

13.2. táblázat. A 13.11. ábra szerinti fekvő H-antenna méretadatai

Amatőr-sáv	l hossz	A térköz	Elméleti antennanyereség
m	m	m	dB
20	20,60	10,50 ($1/2\lambda$)	5,6
		7,95 ($3/8\lambda$)	4,3
		15,90 ($3/4\lambda$)	6,3
15	13,90	7,10 ($1/2\lambda$)	5,6
		5,33 ($3/8\lambda$)	4,3
		10,70 ($3/4\lambda$)	6,3
10	10,25	5,30 ($1/2\lambda$)	5,6
		4,00 ($3/8\lambda$)	4,3
		7,95 ($3/4\lambda$)	6,3

ségű egysíkú antenna. Ez elsősorban a H síkbeli igen lapos lesugárzási szögre vezethető vissza. A gyakorlati forgalmazásban igen nagy előnyt jelent az a körülmény, hogy a mintegy 60° -os vízszintes nyílásszög (mindkét oldalra!) jelentős térszögben biztosít jó antennanyereséget.

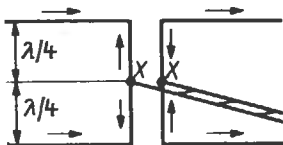
Az emeletköz általában $\lambda/2$; ha a térköz csökken, a nyereség is kisebb lesz, míg növekvő térköz nagyobb nyereséget biztosít. A 13.2. táblázatban a sugárzó hosszára, az emelet-térközre és a várható antennanyereségre találunk adatokat a 20 m-es, 15 m-es és 10 m-es amatőr-sávokra.



13.12. ábra. Hangolt tápvonallal táplált fekvő H-antenna

A fekvő H-antenna különféleképpen gerjeszthető. Mechanikai és elektromos szempontból legegyszerűbb a 13.12. ábrán látható megoldás, amikor az alsó emeletet egy hangolt tápvonal segítségével tápláljuk. Az ábrán feltüntetett és az áramok irányát jelző nyilak alapján látható, hogy a dipólusok ilyenkor azonos fázisban vannak gerjesztve. A táplálás e módjának hátránya — mint ahogy azt már korábban kimutattuk —, hogy a két dipóluselemet közötti futási idő következtében bizo-

nyos fokú fázistolás lép fel. Emiatt a függőleges síkbeli lesugárzási szög valamivel meredekebbé válik, az antenna „bandszt”, emellett a hangolt tápvonal veszteségei mindig valamivel nagyobbak, mint egy illesztett tápvonalé.

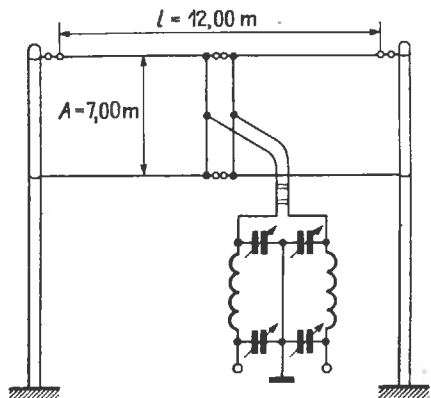


13.13. ábra. Központi táplálású fekvő H-antenna

A 13.13. ábrán mindkét emeletet szimmetrikusan gerjesztő központi táplálási megoldás látható; ilyenkor az összekötő huzalok mechanikailag kissé nehézkes keresztvezése is elmarad. A betáplálási pont a félhullámú összekötő vonalszakasz közepébe kerül: mindkét dipólusemelet egy-egy $\lambda/4$ -es vonalszakaszon át kapja az antennaáramot. Az elrendezés két egymás fölé helyezett negyedhullámú transzformátorral (6.5. alfejezet) gerjesztett teljeshullámú dipólusként is felfogható. Ha a nagy karcsúsági tényezőjű teljeshullámú dipólus Z_A bemeneti impedanciája kb. 4000 Ω , a negyedhullámú illesztőtág Z hullámellenállását pedig kb. 600 Ω -ra méretezzük, akkor az XX betáplálási ponthoz transzformált Z_{bem} impedancia (6.6)összefüggés alapján:

$$Z_{bem} = \frac{600^2}{4000} = 90 \Omega.$$

Mint hogy az XX ponthoz a két emelet párhuzamosan csatlakozik, ezek 90 Ω -os ellenállása az XX pontban mintegy 45 Ω -os eredőellenállást ad, tehát az antennához 45 Ω -os tápvonallal kell csatlakozni. Ezek szerint az 50 Ω -os koaxiális kábellel az antennarendszer táplálása elvileg megoldható.



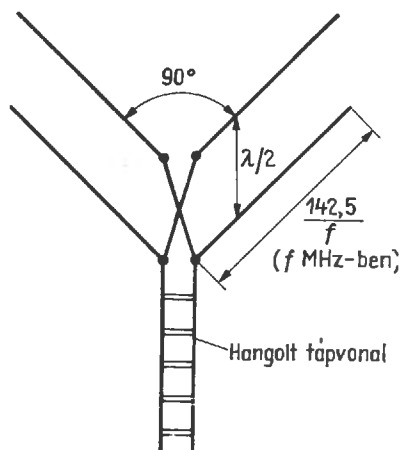
13.14. ábra. Háromsávú fekvő H-antenna

A gyakorlatban azonban központi táplálás esetén is a hangolt tápvonalas gerjesztést szokás választani, mert így — bár kompromisszumos megoldás — az antenna többsávú üzemben is használható. Ilyenkor ügyelni kell arra, hogy a tápvonal az XX pontra merőlegesen minél hosszabb szakaszon távolodjon az antennától, mielőtt a függőlegesbe átmenve lefelé vezetne.

A 13.14. ábrán egy, a 10, 15 és 20 m-es sávra többsávú üzemben használható fekvő H-antenna méreteit tüntettük fel. Az antenna nagyjából csak a 15 m-es sávban van rezonanciában, ezért feltétlenül hangolt tápvonal és Collins-szűrő segítségével kell táplálni.

13.4.3.1. Emeletes egészhullámú V-dipólus

Ha a fekvő H-antenna két dipólusszárát a 13.15. ábra szerint 90°-os szögben megtörjük, emeletes egészhullámú V-dipólushoz jutunk, amelynek igen előnyös sugárzási irányjelleggörbéje van.



13.15. ábra. Emeletes egészhullámú V-dipólus mint függőleges nyalábolású vízszintes körsugárzó

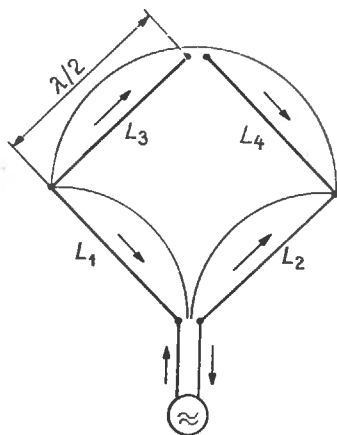
Mint a 10.4.1. pontban láttuk, a 90°-ban megtört egészhullámú dipólus E síkbeli irányjelleggörbéje közel kör alakú [lásd a 10.31.(b3) ábrát]. Ha két vagy több ilyen V-dipólust egymás fölé helyezve dipólusoszlopot képezünk, a vízszintes E síkbeli irányjelleggörbe megörzése mellett a H síkbeli nyalábolás következtében jelentős antennanyereség érhető el. Kétemeletes V-dipólusnál — vagyis V alakú fekvő H-antennánál — mintegy további 3 dB nyereség várható.

A fekvő H-antennára megadott méretezési adatok értelemszerűen alkalmazhatók a V-változatra

is. Különböző szárszögekhez tartozó vízszintes síkbeli sugárzási irányjelleggörbék a 10.31. ábrán láthatók (az emeletes elrendezés következtében az E síkbeli irányjelleggörbe nem változik).

13.4.3.2. Bisquare-sugárzó

Egyszerű, de kevésbé ismert a két oldalirány hatású huzalantenna, az ún. *bisquare*. Az idegen elnevezés értelemszerűen magyarra fordítva „két oldalirányban hatásos négyzetes sugárzó”. Bár külseje alapján a rokonság alig ismerhető fel, valójában a bisquare a fekvő H-antenna közvetlen lezármazottja.

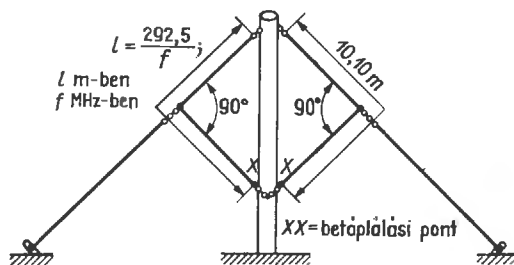


13.16. ábra. Árameloszlás a bisquare-antennán

A 13.16. ábrán egy bisquare-on kialakuló árameloszlás látható. A négyzet L_1 , L_2 , L_3 és L_4 szárainak hossza egyenként $\lambda/2$; az antennaáram fázis helyzetét a nyilak iránya jelzi. Mint látható, a de-

rékszögű elrendezés következtében valamennyi félhullámú szakaszon azonos fázisviszonyok uralkodnak (valamennyi nyíl jobbra mutat). Az L_1 és L_2 szakaszok az alsó, míg az L_3 és L_4 szakaszok a felső emeletet képviselik; a fázisviszonyok és így a hatásmechanizmus tekintetében tehát a bisquare és a fekvő H-antenna megfelelnek egymásnak.

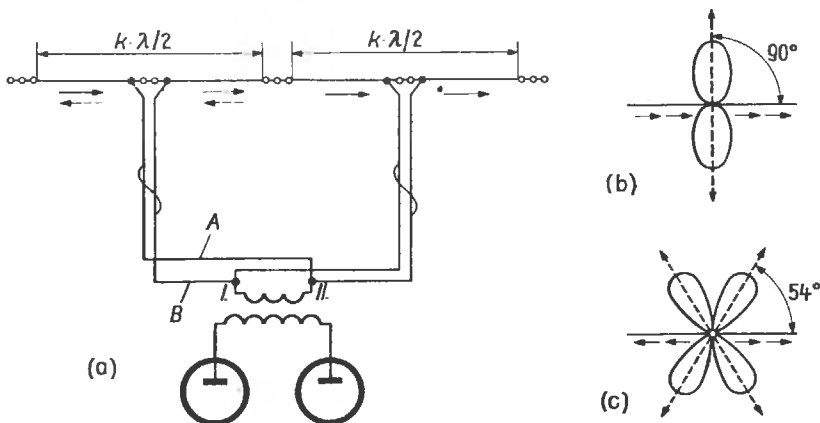
A kisebb hatásos felület következtében a bisquare antennanyeresége csupán 4 dB, tehát kisebb, mint a fekvő H-antennáé. Ennek fejében azonban csupán egy tartóoszlopot tesz szükségessé, ellentétben a fekvő H-antenna két tartóoszlopával.



13.17. ábra. A bisquare-antenna

A 13.17. ábrán egy a 10 m-es sávra méretezett bisquare-antenna látható. Bisquare-antennákat főleg a 10 m-es sávban használnak, mert ilyenkor egy 10 m-es tartóoszloppal megoldható a felfüggesztés: a sugárzó betáplálási pontja ekkor több mint $\lambda/4$ -re van a talajfelszíntől. A talpponti ellenállása nagy értékű és ezért általában hangolt tápvonallal táplálják. Ilyenkor ugyanis az antenna mint függőlegesen polarizált félhullámú sugárzó a méretezett üzemi frekvencia felénél még jól használható.

Az eddig tárgyalt irányhatású huzalantennák



13.18. ábra. Kettős bisquare-antenna

kétoldalas sugárzó. Ha a sugárzást csak az egyik oldalirányba koncentráljuk, a hátrafelé-sugárzást alkalmas reflektorelemmel megakadályozva, az antennanyereség növekszik. Az olyan sugárzókat, amelyeknek csak az egyik oldalirányba van sugárzási maximuma, egyoldalas irány-sugárzóknak nevezzük. Ezeknek az antennáknak az előre-sugárzás és a maradék hátrafelé-sugárzás viszonyát röviden *előrehátra viszony*nak nevezzük, vagy a *hátrafelé csillapítását* adjuk meg jellemzőül.

Az alkalmazott reflektorelemek lehetnek *táplált* vagy *nem táplált reflektorok*; az utóbbiakat *parazitarreflektoroknak* is nevezzük. Ezeket elsőknek a japán *H. Yagi* és *S. Uda* ismertette; ők alkalmaztak első ízben olyan reflektorokat és direktorokat, amelyek a sugárzóelemmel csupán sugárzásos csatlósában voltak.

Az ismertetett kétoldalas bisquare-antenna a 13.18. ábra szerint parazita-elem segítségével egyoldalas sugárzóvá alakítható. A gerjesztett elem kéthuzalos hangolt tápvonallal táplálható; a parazita-elem távolsága $\leq 0,4\lambda$ (nem kritikus), és megfelelő átkapcsolás segítségével vagy direktorként, vagy reflektorként használható. Ezt a talppontjában elhelyezett LC-kör teszi lehetővé. Az L , C_1 és C_2 optimális értékeit célszerű kísérleti úton meghatározni. A parazita-elem méreteit a sugárzó-elemnél kisebbre szokás méretezni, hogy a direktor-hatás könnyen beállítható legyen.

A hangolás menete: Az S kapcsolót nyitjuk, majd a C_1 kapacitással a parazita-elemet úgy hangoljuk be, hogy a direktor-hatás érvényesüljön, vagyis a sugárzóelem sugárzási maximuma a parazita-elem felé mutasson. Ezután az K kapcsolót zárjuk és a C_2 kondenzátort az optimális reflektor-hatásra állítjuk anélkül, hogy a C_1 kapacitás értékét változtatnánk. Ezzel a sugárzás fő irányát a vízszintes síkban 180° -kal megfordítottuk. Az egyszer beállított kondenzátorértékek változtatására a továbbiakban nincs szükség; az üzem közbeni irányjelleggörbe-átkapcsolást a kapcsoló nyitásával (direktor-hatás), illetve zárásával (reflektor-hatás) érjük el. Ha a kapcsoló helyére relét iktatunk, az átkapcsolás távolról is megoldható.

A parazita-elem alkalmazása következtében mintegy 3 dB-es nyereségnövekedés érhető el. Ez a többletnyereség akkor is fellép, ha az antennát a fele üzemi frekvencián tápláljuk, vagyis mint függőleges félhullámú sugárzót üzemeltetjük. Ilyenkor a parazita-elem távolsága csak $0,2\lambda$, azonban a reflektor-, illetve direktor-hatás szintén érvényesül.

A bisquare-antenna tartóoszlopa további antennaelrendezések felszerelésére is alkalmazható. Így pl. elképzelhető, hogy a meglévő bisquare-re merőlegesen egy második, hasonló elrendezést építsünk ugyanarra az oszlopra; ezáltal az eredeti antenna sugárzási minimum oldalirányában is sugárzási maximumokat kaphatunk. Emellett az oszlopot ilyenformán négy irányban is merevíthetjük. Második sugárzórendszerként egy T 2 FD-antenna (lásd a 12.2. alfejezetet) vagy egy 80/40 m-es rövid dipólus (a 10.27. ábra szerint), vagy a 10.30. ábrán látható 40 m-es huzalpiramis is számításba jöhet. Az árboc tetejére emellett még egy 2 m-es függőleges sugárzó is kerülhet.

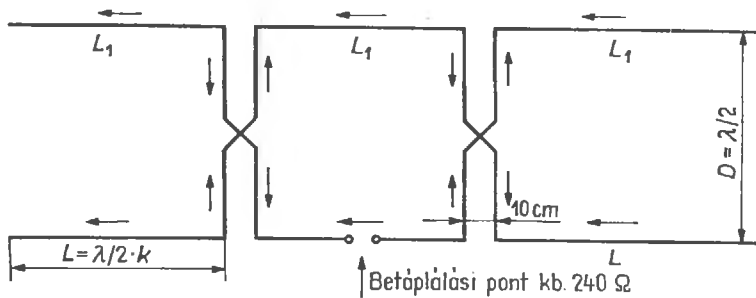
13.4.3.3. A six-shooter

A fekvő H-antenna további változata egy olyan kétoldalas sugárzó, amelyben három kollineáris dipólus dipólusoszlopban kombinálva van elhelyezve, vagyis az antenna összesen hat gerjesztett félhullámú elemet tartalmaz. Az idegen nyelvű amatőr-irodalomban *six-shooter* (hatlövétű) antennaként ismertté vált elrendezés tulajdonképpen egy olyan fekvő H-antenna, amelyet vízszintes irányban további két elemmel bővítettek ki. A közel azonos H síkbeli függőleges nyalábolás mellett a vízszintes síkbeli irányjelleggörbe keskenyebbé válik, és az antennanyereség mintegy 7 dB lesz.

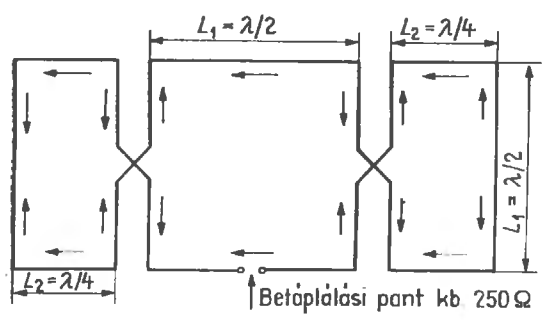
A 13.19. ábrán bemutatott antennaelrendezésnél az alsó dipólus-emelet talajfelszín feletti magasságának legalább $\lambda/2$ -nek kell lennie. A six-shooter méretei, továbbá a következő pontban tárgyalt Sterba-antenna méretezési adatai a 13.3. táblázatban találhatók. Az antenna talpponti ellenállása hozzávetőleg 240Ω , tehát tetszőleges hosszúságú tv-szalagkábel segítségével közvetlenül táplálható.

13.3. táblázat. Sterba- és six-shooter antenna méretadatai

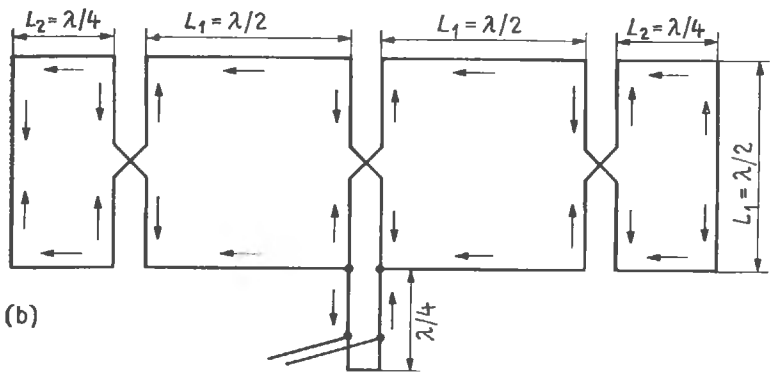
Üzemi frekvencia	L_1 hossz	L_2 hossz
MHz	m	m
7,0	21,34	10,67
7,05	21,16	10,58
14,0	10,67	5,33
14,2	10,54	5,27
21,0	7,09	3,55
21,2	7,02	3,51
28,0	5,36	2,68
29,0	5,18	2,59



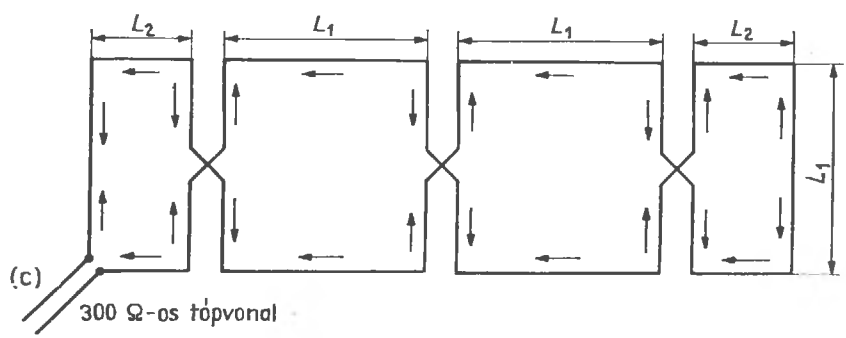
13.19. ábra. A six-shooter antenna



(a)



(b)



13.20. ábra. Sterba-antennák:

(a) egyszerű négycelemes kivitel; (b) központi táplálású, bővített hatelemes kivitel; (c) végtáplálású hatelemes kivitel

13.4.3.4. A Sterba-antenna

A Sterba-antenna szintén a kétoldalasan sugárzó antennák csoportjába tartozik, és szintén a fekvő H-antenna kibővítésének tekinthető. Amatőr-körökben nem nagyon tudott elterjedni igen nagy helyigénye miatt, továbbá azért, mert vízszintes nyílásszöge rendkívül keskennyé válik. A kommerciális antennatechnikában különleges esetekben éppen a nagyfokú nyalábolás miatt szívesen alkalmazzák. A betáplálási pont felől tekintve az egész antennarendszer egy megszakítás nélküli huzalhurok; ez a körülmény lehetővé teszi, hogy az esetlegesen eljegesedett antennáról a jeget nagyobb áramlökéssel egyszerűen leolvasszuk.

A 13.20.(a) ábrán egy egyszerű Sterba-antenna vázlata látható, amely négyelemes kivitelében a fekvő H-antennának felel meg. Az antenna két szélén elhelyezkedő negyedhullámú szakasz egy-egy félhullámú dipólusként tekinthető. Egy ilyen egyszerű Sterba-antenna nyeresége megfelel a fekvő H-antenna nyereségének. A 13.20.(c) ábra egy hatelemes kivitelű Sterba-antennát mutat be. Ennek tulajdonságai messzemenően megegyeznek a six-shooter-ével; a nyereség valamivel nagyobb lesz (8 dB).

A Sterba-antennarendszerek méretei félhullámú szakaszok és a hozzájuk tartozó fázisforgató vezetőek segítségével tetszés szerinti méretben növelhetők.

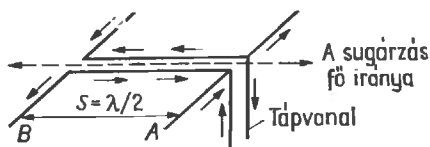
A 13.20.(a) ábra szerinti egyszerű kivitelű árammaximumban tápláljuk; a talpponti ellenállás 250 Ω körüli, vagyis tetszőleges hosszúságú tv-szalagkábelrel közvetlenül táplálható. A 13.20.(b) ábrabeli bővített kivitelben a talppont feszültségmaximumba esik, ezért nagy ellenállású. Ilyenkor célszerű hangolt tápvonal segítségével vagy — mint az ábra mutatja — egy rövidrezárt negyedhullámú illesztőtag közbeiktatásával tetszőleges hosszúságú hangolatlan, vagyis illesztett tápvonal segítségével táplálni. Még egyszerűbb megoldást jelent, ha a 13.20.(c) ábra szerint az árammaximumban tápláljuk az antennát; ilyenkor a talpponti impedancia kerekén 300 Ω . A Sterba-antennák méretezési adatai a 13.3. táblázatban találhatók. A 13.4.3. pontban ismertetett nagy felületen elhelyezkedő dipólusoszlopok formájában kialakított antennarendszerek angolszász irodalomban található elnevezésében sokszor szerepel a „Curtain-Antenna” elnevezés. A kifejezés az antennarendszerek megjelenési formájára utal és magyarra dipólusfüggönyként fordítható.

14.

Hosszsugárzó dipólusrendszerek

Az egymással párhuzamosan elhelyezett és fázislátéréssel gerjesztett dipólusok főképpen egy bizonyos irányban, az antenna legnagyobb hosszkitérésének irányában sugároznak; ezért gyűjtőnéven hosszugsugárzóknak nevezzük őket. Antennanyereségüket és irányhatásukat a párhuzamos elemek egymás közötti távolsága és viszonylagos fázisa határozza meg. A hosszugsugárzók legismertebb fajtája a Yagi-antenna.

A 14.1. ábrán egy egyszerű hosszugsugárzó rendszert látunk. Az egymástól $\lambda/2$ távolságban párhuzamosan elhelyezett A és B dipólust egy félhullámú kéthuzalos vezeték köti össze egymással. Mint az áramirányokat jelző nyilakból látjuk, az A dipólus a B dipólushoz képest 180° fázislátolással kapja a gerjesztést. Ebben az elrendezésben úgy

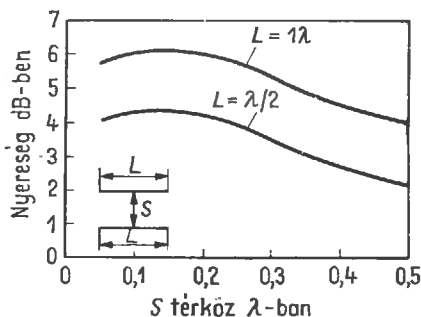


14.1. ábra. A hosszugsugárzó gerjesztése és árameloszlása

kell elképzelnünk a sugárzók működését, hogy a két dipólus kölcsönösen visszaveri egymás sugárzását. Az S távolságtól és a fázisviszonyoktól függően a két sugárzás vektoriális összege vagy különbsége érvényesül. Ennek eredményeként fokozott mértékű kétirányú sugárzás jön létre az antennastruktúra hossza mentén a kéthuzalos összekötő vezeték irányában.

Az egyszerű félhullámú dipólushoz képest — az irányított sugárzás révén — elért antennanyere-

séget a 14.2. ábráról olvashatjuk le. A bemutatott görbék arra az esetre vonatkoznak, amikor 180° a két dipólus gerjesztése közötti fáziskülönbség. Az antennanyereség $4,3$ dB-es elméleti maximumát akkor érjük el, ha a két félhullámú dipólust egymástól $0,15\lambda$ távolságban és egymással párhuzamosan helyezük el. Ha egész hullámú dipólusokat használunk fel a rendszerben, az elméletileg elérhető legnagyobb antennanyereség ugyanennek a távolságnak a megtartásával $1,8$ dB-lel összesen $6,1$ dB-re növekszik meg.

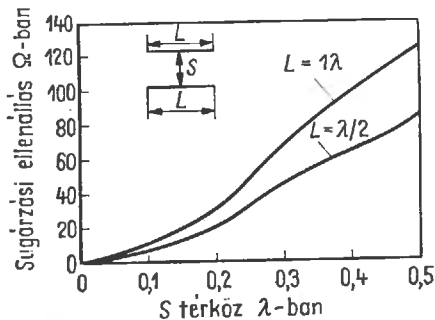


14.2. ábra. A 180° fázislátolással gerjesztett, $\lambda/2$ vagy 1λ hosszúságú párhuzamos dipólusok antennanyeresége az S távolság függvényében (W 8 JK antennái)

Ha megvizsgáljuk az egyik dipólus árammaximumának helyén, hogyan változik a két dipólus közötti távolság függvényében a sugárzási ellenállás, azt tapasztaljuk, hogy a legnagyobb nyereségnek megfelelő helyen nagyon kicsi, az egyik rendszerben 12 , a másikban 20Ω ez az érték. Ez azt jelenti, hogy az antennavezetők mentén nagy az áramerősség és a feszültség, aminek következtében

nagyok az I^2R veszteségek is. Ezért nem is lehet elérni az elméleti antennanyereséget, és a gyakorlatban többnyire 1 dB-lel kisebb értéket kapunk.

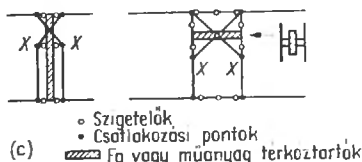
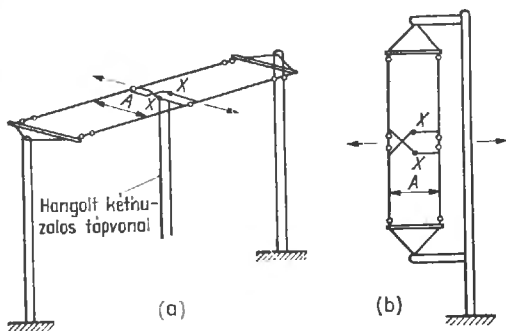
A hosszúsugárzók sokféle változatban készülnek, és főként csak elemeik gerjesztésének módjában különböznek egymástól.



14.3. ábra. A két párhuzamos, 180° fáziseltolással gerjesztett dipólusból összeállított rendszer egyik ($\lambda/2$ vagy 1λ hosszúságú) dipólusának az S távolság függvényében felvett sugárzási ellenállása az árammaximum helyén (W 8 JK antennái)

14.1. W 8 JK irányhatású antennája

Egy ismert, irányhatású hosszúsugárzó a J. D. Kraus által kidolgozott W 8 JK-beam. Külalakja a 14.4. ábrán látható, mégpedig a vízszintes polarizációnak megfelelő változatban a 14.4.(a), a függő-

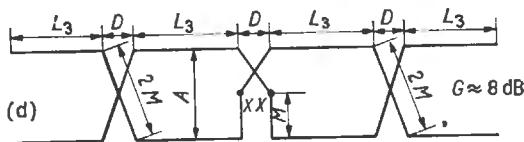
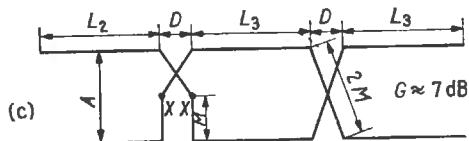
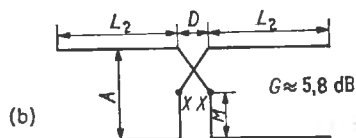
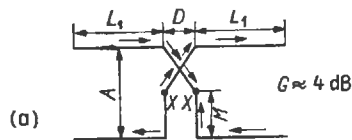


14.4. ábra. Irányhatású sugárzó W 8 JK szerint: (a) vízszintes elrendezés; (b) függőleges elrendezés; (c) konstrukciós megoldások a keresztezett összekötő vezetésekre

leges polarizációnak megfelelően a 14.4.(b) ábrán. E kétirányú rendszer fő sugárzási irányait nyílakkal tüntetjük fel.

A W 8 JK-antennákat különböző méretekben és különböző táplálással lehet megépíteni. Minden egyes esetben azonban az A távolság egy nyolcad és egy negyed hullámhossz között van, a fáziseltolás pedig 180° .

Az elképzelt legkisebb W 8 JK-antenna két párhuzamos félhullámú dipólust foglal magában [14.5.(a). ábra], a következő méretben viszont egészhullámú dipólusok helyettesítik a félhullámú dipólusokat [14.5.(b) ábra], és ezt az utóbbit kétrészes W 8 JK-antennának nevezzük. Három-, négy- és többrészes változatok is lehetségesek, de nagyon ritkák [14.5.(c) és (d) ábra].



14.5. ábra. Vázlatos elrendezések W 8 JK antennáira: a) egy szakasz két elemből; (b) két szakasz négy elemből; (c) három szakasz hat elemből; (d) négy szakasz nyolc elemből (a gyakorlati méretezési adatokat a 14.1. táblázat tartalmazza)

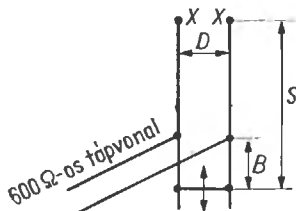
A 14.5. ábra alapján a 14.1. táblázatból kiolvashatjuk a különböző méretű W 8 JK-antennák minden gyakorlati méretét. A változatok elméleti antennanyereségét a 14.5. ábrán kapjuk meg.

Az egyrészes ($A = \lambda/8$) W 8 JK-antenna a következő, frekvenciában felharmonikus helyzetű sávban mint $A = \lambda/4$ távolságú kétrészes antenna is használható. Rezonáns tápvezeték felhasználá-

14.1. táblázat. Méretezési adatok a 14.5. ábra szerinti W 8 JK-antennához

Frekvenciasáv	Távolság		Hosszméreték			Illesztővezeték			
	A		L_1	L_2	L_3	M	D	S	B
kHz	λ	m	m						
7000... 7150	0,125	5,28	10,36	18,29	16,05	2,69	1,22	7,93	1,22
14000... 14350	0,125	2,64	5,18	9,14	8,03	1,35	0,61	3,96	0,61
	0,15	3,18	5,18	9,14	7,70	1,63	0,61	3,66	0,61
	0,20	4,24	5,18	9,14	6,96	2,18	0,61	3,05	0,91
	0,25	5,29	5,18	9,14	6,30	2,69	0,61	2,44	1,22
21 00-től	0,15	2,13	3,50	6,17	5,20	1,09	0,51	2,88	0,40
21 450-ig	0,25	3,55	3,50	6,17	4,26	1,82	0,51	2,06	0,80
28 000-től	0,15	1,58	2,59	4,57	3,84	0,81	0,46	2,13	0,30
29 000-ig	0,25	2,64	2,59	4,57	3,15	1,35	0,46	1,52	0,60
29 000-től	0,15	1,53	2,51	4,42	3,71	0,79	0,46	2,13	0,30
30 000-ig	0,25	2,54	2,51	4,42	3,05	1,32	0,46	1,52	0,60

sával még a negyedik felharmonikuson is gerjeszthetjük. Az igaz, hogy a kollineáris dipólusokat ebben az esetben már különböző fázisokban gerjesztjük, és az E -diagram ekkor már a 11.1.(a) ábra szerinti, négylevelű lóhere alakját mutató görbe szerint torzul el. A középen táplált W 8 JK-típusokat az XX pontban egy feszültségmaximum helyén gerjesztjük. Ha ragasztkodunk az illesztett tápvezetékhez, vagyis például egy tetszés szerinti hosszúságú, 600Ω hullámmellenállású kéthuzalos vezetékkel alkalmazunk, mert ennek különösen kicsinyek a veszteségei, az illesztéshez legalkalmasabbnak a 6.6. alfejezet szerinti negyedhullámú vezetékkel használhatjuk. A 14.6. ábra szerinti zárt vezetékkel az XX tápponthez csatlakoztatjuk. Az antennaméreteket irányértékét és a 600Ω -os illesztővezeték ZZ csatlakozási pontjának hozzávetőleges helyzetét a 14.1. táblázatban találjuk meg (az S és B méretek a 14.6. ábra szerint).



14.6. ábra. Illesztővezeték W 8 JK-antennájához (méretezési adatokat a 14.1. táblázat tartalmaz)

A beállítás megkönnyítésére a negyedhullámú illesztővezeték egyik végén tegyük változtathatóvá a rövidzár helyzetét. Ezért ajánlatos egyúttal kissé nagyobbra venni a 14.1. táblázatban megadott értékknél a vezeték hosszát.

Ha inkább egy tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábel útján akarjuk táplálni az antennát,

az illesztő vezetékkel úgy kell kialakítanunk, hogy a ZZ pontban $240 \dots 300 \Omega$ impedanciát kapjunk. Ebben az esetben a 7.5. alfejezet szerinti félhullámú illesztővezeték beiktatásával a szimmetria és az impedancia szempontjából egyaránt helyesen csatlakoztathatunk bármilyen hosszú koaxiális kábel.

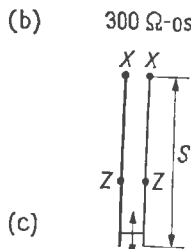
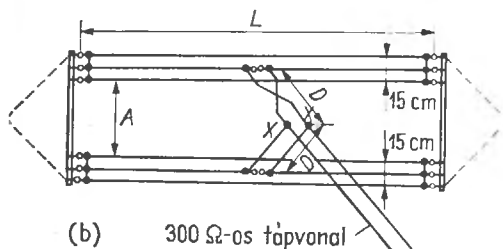
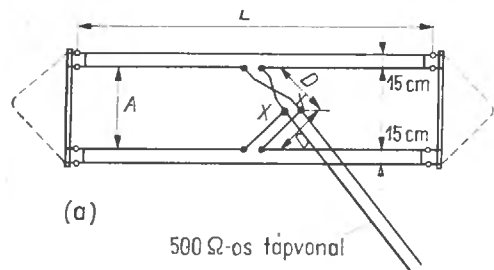
14.1.1. Hurok alakú elemekkel ellátott W 8 JK-antennák

Ha az egyszerű (egyrészes) W 8 JK-antennán egyenes dipólusok helyett hajlított dipólusokat használunk, nagyobb sugárzási ellenállást kapunk, és megnő az antenna sáv szélessége. Minthogy kisebb áramok folynak, kisebbek lesznek a vezeték mentén a veszteségek, vagyis az egyenes dipólusokkal felszerelt W 8 JK-antennánál jobb hatásfokú antennát kapunk. E hurokszerű kialakítással nagyon jól megközelíthetjük az elméletileg elérhető legnagyobb antennanyereséget. A felharmonikusokon nem rezonálnak a hajlított dipólusok, úgyhogy ezeket az antennákat csak méretezésüknek megfelelő hullámsávban alkalmazhatjuk.

A 14.7. ábrán egyszerű hajlított dipólusokat és kettős dipólusokat [14.7.(b) ábra] tartalmazó változatokat látunk. A gyakorlati méretezési adatokat a 14.2. táblázatról olvashatjuk le. A 14.7.(a) ábra szerinti, egyszerű hurkolt dipólusokkal felszerelt változat megépítése során ügyeljünk arra, hogy a középső, negyedhullámú összekötő vezeték (D) 240Ω -os szalagkábelből kell kialakítanunk. A 14.2. táblázat szerinti hosszadatokban $0,82$ nagyságú rövidülési tényezőt vettünk tekintetbe. A D vezetékkel közül az egyiket keresztelünk meg, vagyis egyszerűen elcsavarjuk 180° -kal. Mindkét D vezeték negyedhullámú transzformá-

14.2. táblázat. Méretezési adatok a 14.7. ábra szerinti hurokszerű antennaelemekkel ellátott W 8 JK-sugárzóhoz

Amatőr-sáv	Távolság	Hossz-méret	Illesztővezeték	
	A	L	D	S
MHz	m	m	m	m
7	6,61	19,61	8,74	10,50
14	3,53	9,80	4,37	5,25
21	2,30	6,56	2,90	3,53
28	1,55	4,73	2,17	2,55



14.7. ábra. Hurokszerű elemekből összeállított antennák W 8 JK szerinti:

(a) hajlított dipólusok, a D vezeték 240 Ω -os szalagkábelből; (b) kettős hajlított dipólusok, a D vezeték 300 Ω -os szalagkábelből; (c) illesztővezeték az (a) és a (b) elrendezéshez

torként működik (lásd a 6.5. alfejezetet), úgyhogy az XX táppontban kereken 500 Ω az impedancia. Ide egy tetszés szerinti hosszúságú, 500 Ω hullám-impedanciájú tápvezetékekkel csatlakozhatunk. Ha 300 Ω -os szalagkábelből készítjük el a D vezeték-eket, XX után kereken 750 Ω -ra transzformáljuk velük az impedanciát. Tetszés szerinti hosszúságú

koaxiális kábelt az esetben vehetünk tápvezetékeknek, ha az XX pontban bekötjük a 14.7.(c) ábra szerinti negyedhullámú illesztővezeték-eket, és az S hossz-t a 14.2. táblázat szerint vesszük fel. Ezen az illesztő-vezeték-eken úgy jelöljük ki a ZZ táppont helyét, hogy a látszólagos ellenállás itt 240 Ω legyen. Ide egy negyedhullámú kerülővezeték-eket csatlakoztatunk, és az utóbbit kötjük össze a koaxiális táp-kábel-lel. A 14.7.(b) ábra szerinti, kettős hajlított dipólusokkal ellátott változatban kissé mások az impedanciaviszonyok. A két összekötő vezeték-eket (D) 300 Ω -os szalagkábel-ből kell elkészítenünk, és az egyiket itt is kereszteljük. E vezeték-ek rövidülési tényezőjét a 14.2. táblázatban 0,82-re vet-tük. Ilyen körülmények között az XX pontban kereken 300 Ω -os látszólagos ellenállást kapunk, és egy 300 Ω -os szalagvezeték bekötésével itt közvetlenül táplálhatjuk az antennát. Ha 240 Ω -osak a D vezeték-ek, a sugárzó közvetlen gerjesztéséhez egy 240 Ω -os illesztővezeték-eket kapcsolhatunk az XX táppontra. Mindkét esetben azt is megtehetjük még, hogy egy félhullámú kerülővezeték-eket csatlakoztatunk az XX ponthoz, és ekkor egy tetszés szerinti hosszúságú koaxiális kábel útján táplál-hatjuk az antennát.

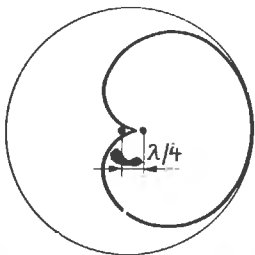
14.2. Egyoldalas iránydiagrammal jellemezhető hosszugárzók

Ha két párhuzamos dipólust azonos erősségű, de fázisban eltolt áramokkal gerjesztünk, bizonyos távolságok és fázis-zögek betartásával elérhetjük, hogy egyirányú legyen az irányjelleggörbe. Abban az esetben például, amikor a párhuzamos dipó-lusok $\lambda/4$ távolságra vannak egymástól, és 90° fáziseltolással kapják a gerjesztést, az iránydiag-ram nagyjából szív (kardioid) alakúvá válik. Ugyanilyen irányhatást kapunk akkor is, ha a tá-volság $3\lambda/8$, és a fáziseltolás 45°; vagy ha a távol-ság $\lambda/8$ és a fáziseltolás 135°.

A táplált antennaelemek között szükséges fázis-eltolást úgy érjük el, hogy a második dipólust olyan kerülővezeték-eken keresztül gerjesztjük, amelynek elektromos hossza a kívánt fázis-zög-nek felel meg (lásd az 1.1. ábrát). Például az elek-tromosan $\lambda/4$ hosszúságú vezeték 90° fázis-eltolást okoz ($\lambda/4$ a 360° teljes periódus negyedének, vagyis 90°-nak felel meg).

Az egymással párhuzamosan elhelyezett és 90° fáziseltéréssel gerjesztett dipólusok erőtere bizo-

nyos irányokban — vagyis azokon a helyeken, ahol a közöttük levő fáziskülönbség éppen 360° , tehát ahol éppen fázisban vannak az erők — összeadódik, ott viszont, ahol 180° a fáziseltolás (ellenfázis), kölcsönösen kioltja egymást a két térerősség. A sugárzási maximumok, a kioltási helyek és a közbelső értékek eloszlása adja meg a sugárzási teret. Mint már említettük, $\lambda/4$ távolság és 90° fáziseltolás esetén kardiod alakú a sugárzási diagram (14.8. ábra). Az ábrán jól láthatjuk, hogy sugárzási irányban nagy a nyílásszög, hátrafelé viszont roppant gyenge a sugárzás.

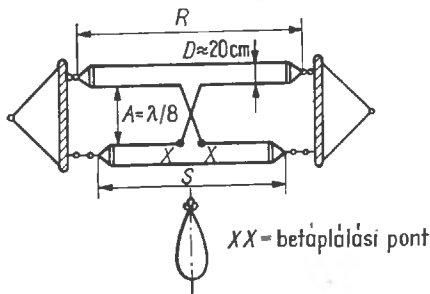


14.8. ábra. Az egymástól $\lambda/4$ távolságban párhuzamosan elhelyezett és 90° fáziseltolással gerjesztett dipólusokat tartalmazó hosszúsugárzó szív (kardiod) alakú iránydiagramja (az esetben is érvényes, amikor a két dipólus közötti távolság $3\lambda/8$, és a fáziseltolás 45° ; vagy amikor a távolság $\lambda/8$, és a fáziseltolás 135°)

A következőkben néhány jellegzetes egyirányú — táplált reflektorral működő — hosszúsugárzó ismertetünk.

14.2.1. A ZL special beam

Ez az antennarendszer (14.9. ábra) nagyon hasonlít a hajlított dipólusokból felépített W 8 JK-antennára [14.7.(a) ábra], de másként működik. A reflektorként működő R hajlított dipólus körülbelül 5%-kal hosszabb az S sugárzónál. A sugárzó



14.9. ábra. A ZL special antenna

és a reflektor közötti távolság $\lambda/8$. A nyolcadhullámú keresztetett összekötő vezeték 135° fáziseltolással gerjeszti a reflektort. Az elektromosan $\lambda/8$ vezeték hossz 45° fáziseltolást felel meg, a keresztetés pedig további 180° -ot hoz létre; ennek eredője a $180 - 45 = 135^\circ$ fáziseltolás.

A fő sugárzás, mint a 14.9. ábrán látjuk, merőleges a sugárzó síkjára, és csak az egyik irányban, a reflektortól a sugárzó felé hat. Ebben az irányban az antennanyereség körülbelül 5 dB, a hátrasugárzási csillapítás 20 dB körül lehet.

Az XX táppontban 90Ω az impedancia. 70Ω -os (például 70—10—1 típusú) koaxiális kábellel közvetlenül lehetne táplálni az antennát, az állóhullámarány elfogadható maradna, de ajánlatos ez esetben a kábel szimmetrizálása. Kis mértékű állóhullámok árán 120 Ω -os (például 120 D 10—1 típusú) vezeték is alkalmazható még, de az elektromosan legkedvezőbb megoldás a 240Ω -os szalagvezetékkel kialakított és az XX tápponthoz csatlakoztatott negyedhullámú transzformátor (lásd a 6.5. alfejezetben). A talppontban ekkor bőségesen megvan a 600Ω impedancia, ezért egy 600Ω -os, tetszés szerinti hosszúságú „tyúklétra” lehet kis veszteséggel a tápvezeték.

A hajlított dipólusokból felépített antenna csak egyszávu üzemre alkalmas. A vízszintesen felfüggesztett antennarendszer axiális „átbillentésével” 180° -kal elforgatható a fő sugárzási irány, azonban a mechanikai nehézségektől többnyire megakadályozzák e lehetőség valóra váltását. Ugyanilyen eredményekkel függőlegesen is felfüggeszthető az antenna, és a függőleges tengely körül megfelelően elforgatva a lehető legnagyobb erősítéssel képes ez az antenna a szélrózsa minden irányát feltárni.

A két hajlított dipólust szokásos antenna-lítzéből készítjük el, és a D távolságot a rövidhullámú amatőrsávokra körülbelül 20 cm-re vehetjük. A kereskedelemben kapható szokásos, ultrarövid hullámú szalagvezetékkel is elkészíthetjük az egész antennát, de ebben az esetben kisebb teljesítőképességgel kell beérnünk. Minden hossz méretet szorozzunk meg a szalagvezeték rövidülési tényezőjével, és vegyük figyelembe a 10.1.4. pontban elmondottakat. Minthogy a reflektor összekötő vezetéke is megrövidül körülbelül 20%-kal, az A távolság szükségszerűen már csak $\lambda/10$ lehet. Ez megváltoztatja az iránydiagramot, és kereken 60Ω -ra csökkenti le a talpponti ellenállást. Az ilyen kompromisszumos megoldással szerintem egy 60Ω -os koaxiális kábel közvetlenül is táplálhatja a rendszert.

14.3. táblázat. Méretezési adatok a 14.9. ábra szerinti ZL special antennához

Ama-tórsáv	Távolság	Hossz-méret	R
MHz	m	m	m
7	5,16 (4,23)	20,57 (16,87)	21,70 (17,80)
14	2,58 (2,12)	10,30 (8,45)	10,85 (8,90)
21	1,72 (1,41)	6,85 (5,62)	7,24 (5,94)
28	1,29 (1,06)	5,09 (4,17)	5,39 (4,42)

A 14.9. ábra szerinti ZL-antenna megépítéséhez szükséges méretadatokat a 14.3. táblázatban találjuk meg. A zárójelben levő értékek a 0,82 rövidítési tényezőjű, ultrarövid hullámú szalagvezeték-ből összeállított antennákra vonatkoznak, és megadják a sugárzón és a reflektoron a 10.5. ábra szerinti rövidrezáró áthidalás beiktatásának a helyét.

14.2.2. A HB 9 CV-antenna

A ZL-antennával rokon megoldás a HB 9 CV-beam. Minthogy R. Baumgartner svájci rádióamatőr dolgozta ki, svájci antennának is nevezzük ezt az ultrarövid hullámú antennát. A HB 9 CV-beam teljes egészében táplált kételemes antennát jelent, és a ZL-beamhez képest sokkal kevesebb anyagot és jóval kisebb helyet igényel. Mindenestre merev szerkezeti felépítésben, könnyűfém csövekből kell megépítenünk ezt az antennát. A W 8 JK-antenna módján azonban huzalkonstruációk is lehetségesek.

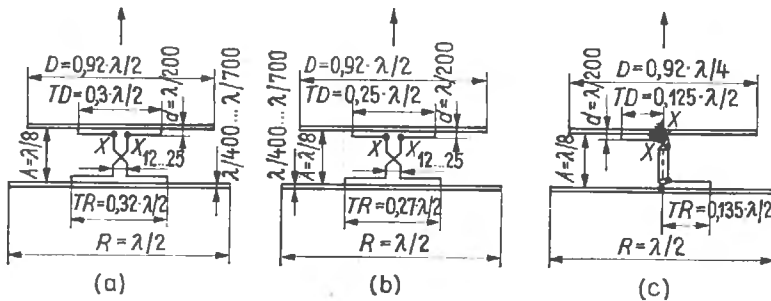
A HB 9 CV-iránysugárzó kapcsolási rajzát a 14.10. ábrán közöljük. Itt két különböző hosszúságú dipólust helyezünk el egymással párhuzamosan úgy, hogy a közöttük levő távolság $\lambda/6$ legyen. Mindkét dipólus kap gerjesztést, ezenkívül sugárzási csatolás van közöttük. A $\lambda/8$ távolság a lehető legjobb egyoldalas irányhatást hozza létre, ha 225°

fáziseltolással gerjesztjük az elemeket. A HB 9 CV-sugárantennában a fázisvezeték keresztezésével 180° fáziseltolást létesítünk, és a futásidő a tápponttól kezdve a $\lambda/8$ hosszúságú összekötő vezeték mentén további 45° -ot hoz létre; így kapjuk meg a gerjesztésben szükséges fáziskülönbséget. Ugyanakkor azonban a két antennaelem közötti sugárzási csatolásban is ekkora fáziseltérésre van szükségünk, egyébként a közvetlen táplálás ellen hatna ez a csatolás. Az utóbbi követelmény kielégítésére — akárcsak a Yagi-antennában — megrövidítjük az elülső elemet (direktorhatás), és meghosszabbítjuk a hátsót (reflektorhatás). Ezenkívül az antennaelemek hosszát úgy kell méretezni, hogy a táppontban éppen kompenzálhassuk a reflektor induktív összetevőjét és a direktor kapacitív összetevőjét, továbbá a T-illesztésekkel előidézett meddő összetevőket. Így módon tisztán hatásos ellenállást kapunk a táppontban, és visszaverődésmentesen táplálhatjuk az antennát.

Mindkét antennaelemet T-illesztések (gamma-illesztések) útján gerjesztjük, és a fázisvezetékkel összekötjük egymással az illesztéseket. A T-tagok a tápvezetéknek megfelelő impedanciát ágaztatják le az elemeken. Így módon az egész táprendszerben haladóhullámok keletkeznek. Ezért hát felesleges luxus volna költséges csövekből készíteni el a T-tagokat és a fázisvezetéseket. Teljesen kielégítőek az egyszerű, PVC-szigetelésű huzalok, amelyeneket a házi szerelésekhez is használunk (PVC-vel bevont, 2 mm-nél lehetőleg nagyobb átmérőjű tömör huzalok). A fázisvezeték kialakításához HB 9 CV az alábbi követelményeket fogalmazta meg:

a) A vezeték közötti távolság legalább 12 és legfeljebb 25 mm legyen, hogy ne sugározhasson a fázisvezeték. E határokon belül nem kényesek a méretek. Az aránylag rövid, nyolcadhullámú fázisvezeték hullámellenállásának nincs különösebb jelentősége.

b) A fázisvezeteket szigetelni kell, nehogy egy-



14.10. ábra. A HB 9 CV-beam

máshoz vagy más fémekhez érjen a két vezető. A PVC-szigetelésű fázisvezetéseket a keresztartótól kissé távol szereljük fel, bár még akkor sem zavarnák észrevehető mértékben az antenna működését, ha ráfektetnők őket a keresztartó felületére, ugyanis műanyag burkolatuk következtében még így is marad közöttük bizonyos távolság.

c) A fázisvezeték elektromos hossza $\lambda/8$ legyen. Mint tudjuk, a szigetelt vezetők mentén kisebb a hullámok terjedési sebessége a fénysebességnél. A PVC-vel szigetelt vezetőkre körülbelül 0,9 a rövidülési tényező, tehát az elektromosan $\lambda/8$ hosszúságú vezető mechanikai hossza körülbelül 10%-kal kisebb. A T-és Γ -tagok úgy vannak elhelyezve az antennaelemek síkjában, hogy az elemek közötti A geometriai távolság is $\lambda/8$ legyen. A gyakorlati kísérletek eredményei szerint $\pm 10\%$ eltérések még megengedhetők a fázisvezetékek hosszúságában.

A HB 9 CV-beam 200 W teljesítményig a szokásos, 240 vagy 300 Ω hullámellenállású, ultrarövid hullámú szalagvezetékkel táplálható, de a tápvezeték hossza legfeljebb 12 m lehet. Sokszor azonban inkább koaxiális kábelt akarunk felhasználni erre a célra. Ilyenkor a T-illesztés helyett a 14.10.(c) ábra szerinti gamma-táplálást alkalmazzuk. A 14.10. ábrán megadott értékek mind a hullámhosszra vonatkoznak, úgyhogy ezek alapján bármilyen frekvenciára kiszámíthatjuk a HB 9 CV-antenna méreteit. A HB 9 CV által kipróbált tapasztalati értékekről van itt szó.

Ha huzalokból például a W 8 JK-antenna mintájára akarjuk összeállítani a HB 9 CV-antennát, a következőkre kell ügyelnünk. A kis sugárzási ellenállás következtében nagy áramok folynak az antennában, úgyhogy lehetőleg minél jobb felületi

vezetési és minél vastagabb huzalokat vegyünk. Hasonlóképpen nagy a feszültség a dipólusok végén, ezért jó és eléggé hosszú szigetelőkre van szükségünk. A huzalból kissé hosszabbra kell vennünk az antennaelemeket, mint a csőanyagból. A reflektor hosszára $1,02\lambda/2$, a direktor hosszára pedig $0,94\lambda/2$ értéket ajánlunk.

Ha túlságosan nagy állóhullámarányt kapunk, az antennaelemek hosszának kisebb változtatgatásával próbáljuk meg javítani az illesztést. Arra ügyeljünk azonban, hogy a 8% hosszkülönbség feltétlenül megmaradjon a reflektor és direktor között.

A merev (könnyűfém csőből kialakított) elemekkel ellátott HB 9 CV-antenna teljesen kiszámított és ki is próbált méreteit a három nagyfrekvenciás rövidhullámú amatőrsávra a 14.4. táblázatban közöljük.

A TD és TR szakaszokra három-három számértéket adunk meg. Ez a három adat sorra 300 Ω [14.10.(a) ábra], 150 Ω [14.10.(b) ábra] és 75 Ω [14.10.(c) ábra] tápponti ellenállásra vonatkozik. A HB 9 CV-antenna iránydiagramja elméletileg kardiod alakú. A gyakorlatban is megvalósított HB 9 CV-sugárzók nyílásszöge a vízszintes síkban (az E -síkban) kerekén 75° volt. Mint az irányjellegörbén látjuk, a hátrasugárzási csillapítás nagy, átlagosan 20 dB; minthogy pedig — különösen az egyemeletes antennáknak — igen nagy mértékben függ attól, hogy a függőleges síkban mekkora a beesési és kisugárzási szög, a gyakorlati üzemben 10 és 40 dB közötti értékeket lehetett mérni. Kifogástalanul felépített HB 9 CV-antennával körülbelül 5 dB nyereségre számíthatunk. A beszámolóban azonban több helyen azt olvashattuk, hogy antennanyereség szempontjából a HB 9 CV jobb a háromelemes Yagi-antennánál.

14.4. táblázat. Méretezési adatok a 14.10. ábra szerinti irányhatású HB 9 CV-antennákhoz

	20 m-es sáv 14 150 kHz	15 m-es sáv 21 200 kHz	10 m-es sáv 28 500 kHz
A direktor D hossza	9,74	6,52	4,84
A reflektor R hossza	10,60	7,08	5,26
Az A távolság	2,65	1,77	1,32
A TD szakasz	3,18/2,65/1,33	2,12/1,77/0,89	1,58/1,32/0,66
A TR szakasz	3,43/2,86/1,43	2,29/1,91/0,95	1,70/1,42/0,71
A d távolság	0,12	0,09	0,06
Minden adat méterben értendő			

14.2.3. Az átkapcsolható, kételemes irányított sugárzó

A 14.11. ábrán egy további, egyirányú hossz-sugárzót mutatunk be, ennek azonban a fő sugárzási irányát elektromosan, egyszerű átkapcsolással 180°-kal meg lehet változtatni. Ez az iránythatású antenna két párhuzamos hajlított dipólust tartalmaz. A két antennaelem egyforma hosszúságú, és mindkettőhöz egy-egy ultrarövid hullámú szalagkábel csatlakozik. A hozzávezetéseknek egyforma hosszúaknak kell lenniök, egyébként azonban tetszés szerinti lehet a hosszúságuk. Alsó végüket egy elektromosan $\lambda/4$ hosszúságú, ugyanolyan anyagú vezeték köti össze.

Egy kétsarkú átkapcsolóval vagy megfelelő relével tetszés szerint hol az egyik, hol a másik dipólust lehet a levezetés és a negyedhullámú vezetékdarab összekötési pontjában az adó kimenetéhez csatlakoztatni.

Az antenna működését a 14.11. ábra alapján jól követhetjük. Mindig csak az egyik — mégpedig a sugárzónak óhajtott — antennaelemet köztjük össze a hozzá tartozó szalagvezeték útján közvetlenül az adó kimenetével. A másik antennaelemet is gerjesztjük, de nem közvetlenül, hanem a $\lambda/4$ elektromos hosszúságú kerülővezetéken keresztül.

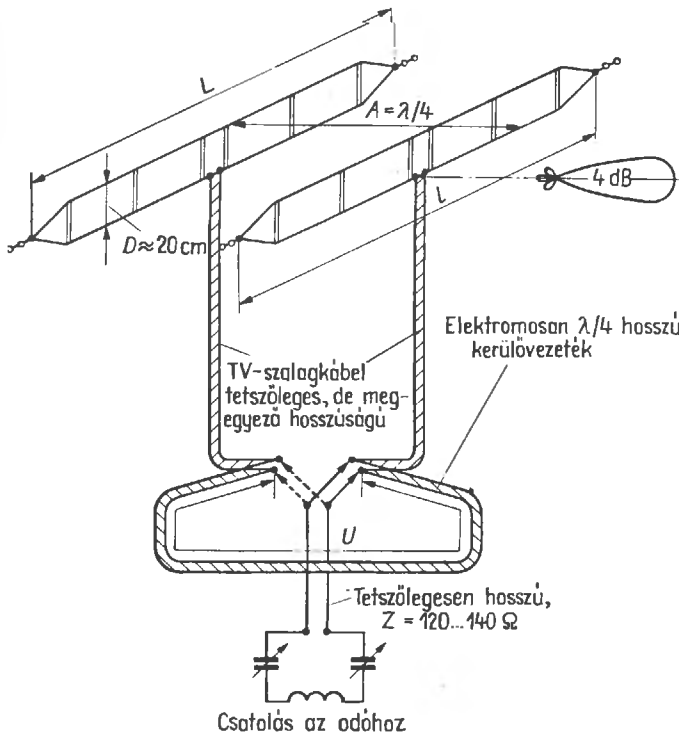
tül. Ily módon ez utóbbi antennaelem 90° fázistolással kapja a táplálást, vagyis mint reflektor működik.

A 14.11. ábrán látható egyszerű átkapcsoló útján 180°-kal átbillenthetjük a fő sugárzási irányt. Az ábrán feltüntetett kapcsolási helyzetben a berajzolt sugárzási irány érvényes.

Az adó végerősítőfokozata és az átkapcsoló közötti vezeték tetszés szerinti hosszúságú lehet, hullámellenállásának azonban 120...150 Ω -nak kell lennie. Különösen jól megfelel erre a célra egy 120 Ω hullámellenállású árnyékolt, szimmetrikus, kéthuzalos (például 120 D 10—1 típusú) vezeték.

14.5. táblázat. A 14.11. ábra szerinti kételemes antenna méretezése

Amatőr-sáv	Az L hossz	Az A távolság	A $\lambda/4$ kerülő vezeték hossza
MHz	m	m	m
7	20,57	10,64	8,72
14	10,30	5,32	4,36
21	6,85	3,54	2,90
28	5,09	2,65	2,17



Ennek az antennának szintén kardiod alakú az irányjelleggörbéje, hátrasugárzási csillapítása pedig átlagosan 20 dB. Körülbelül 4 dB antennanyereséggel számolhatunk.

Ez a rendszer is csak egymásvü üzemre alkalmas. A megépítéséhez szükséges méretadatokat a 14.5. táblázat tartalmazza.

14.11. ábra. Kételemes, iránythatású antenna. A fő sugárzási irány elektromosan változtatható

15.

Egészhullámú hurokkal működő, irányhatású antennák

Az elemenként egészhullámú hurkokat tartalmazó antennák néhány elektromos, mechanikai és gazdasági szempontból is előnyösebbek a ma még sokkal gyakoribb, félhullámú dipólusokkal ellátott antennáknál. Különösen abban az esetben érvényes ez a megállapításunk, amikor a rövidhullámú tartomány nagyobb frekvenciájú részében (a 20, 15 és 10 m-es sávban) alkalmazunk ilyen antennát. Elsősorban az amatőrök körében mutatkozik nemzetközi síkon is egyre nagyobb érdeklődés iránta. Legismertebb képviselője az úgynevezett cubical quad, ezt tekinthetjük az új antenna-generáció ősfarmájának.

Az első cubical quad keletkezésének egy kis története is van. Az equadori Quitóban 1938-ban felépült a HCJB rádióállomás. A műsoradó antennája eleinte egy négyelemes irányhatású sugárzó volt, és jól is működött, de néhány nap múlva felmondta a szolgálatot. Az Andokban, a körülbelül 3000 m magasan fekvő antenna környékén időnként annyira ionizálódott a levegő, hogy az antennaelemek végén erős koronakisülések keletkeztek, majd ívjelenségekbe mentek át. Olyan nagy volt a hőképződés, hogy leolvadt a vastag alumínium csövek vége, és a megömlesztett fém hatalmas cseppekben hullott a földre. Először úgy segítettek a bajon, hogy 15 cm körüli átmérőjű üreges rézgolyókat szereltek az antennaelemek végére. Annyit el is értek vele, hogy most már sokkal ritkábban, csak párás időben jelentkeztek koronakisülések.

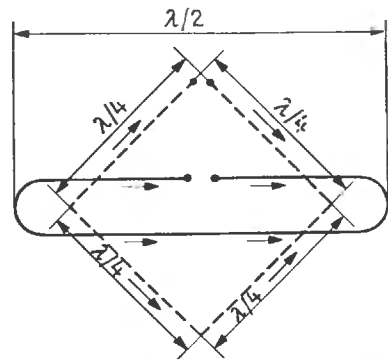
A műsoradó állomás egyik mérnöke, Clarence C. Moore — egyébként W 9 LZX — arra a gondolatra jutott, hogy zárt, egészhullámú dróthurkok

alkalmazásával teljesen kiküszöbölhetné a koronajelenséget. Így jött létre 1942-ben Quitóban az első cubical quad. Nemcsak hogy megszüntette a koronakisüléseket, hanem egyszerű és kis helyigényű felépítése ellenére kitűnő sugárzó is bizonyult. Ma már a rövidhullámú amatőrök legkedveltebb antennájává vált, és nem ok nélkül szokás a DX-antennák királynőjének nevezni.

15.1. A quadelem

Az egészhullámú hurok legismertebb változata a hajlított dipólus (lásd a 4.1. alfejezetben). Belőle vezethetjük le a quadelemet és további változatait is.

Ha egy vízszintes elhelyezésű hajlított dipólust a 15.1. ábra szerint függőlegesen széthúzzunk, egy olyan négyzetet alakíthatunk ki belőle, amelyben



15.1. ábra. A quadelem származtatása a hajlított dipólusból

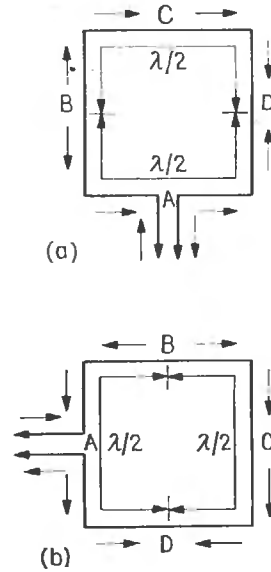
mindegyik oldal hossza $\lambda/4$, és amelyet a függőleges síkban az egyik csúcására állítottunk. Az árameloszlás — mint a berajzolt nyilakon is láthatjuk — ugyanaz marad ezen a deformált hajlított dipóluson is, mint ahogyan az eredeti alakban tapasztalhattuk. A négyzetes alakú, egészhullámú antennaelem két árammaximuma azonban már nincs olyan szoros csatolásban egymással, mint a hajlított dipólusban, mert kerekén $0,35\lambda$ távolságra kerül egymástól. Ennek következtében megváltozik a hajlított dipólus esetéhez képest az irányleggörbe is, és körülbelül 120Ω -ra csökken a tápponti ellenállás.

Az egészhullámú quadelemet két egyenlő fázisban gerjesztett félhullámú dipólus emeletes elrendezésének tekinthetjük, és a dipólusrés legegyszerűbb alakját ismerhetjük fel benne. Az ilyen rendszerek, mint tudjuk, nyalábbá egyesítik a H síkban a sugárzást (lásd a 13.2. alfejezetet), vagyis a félhullámú dipólushoz képest a vízszintesen polarizált quadelemnek nyeresége van, hiszen a függőleges síkban csökkent a nyílásszög. Az ARRL (American Radio Relay League) laboratóriuma mérésekkel is alátámasztotta ezt a megállapítást, és kimutatta, hogy a 15.1. ábrán szaggatott vonallal berajzolt egyszerű quadelem antennanyeresége a félhullámú dipólusra vonatkoztatva 1 dB.

A rombusz alakú quadelemről azonban el kell még mondanunk, hogy ma már nagyon ritkán találkozhatunk vele. A gyakorlatban kiderült ugyanis, hogy az egyik csúcására állított antennaelemnek minden más, egészhullámú hurokhoz képest észrevehetően rosszabbak a sugárzási tulajdonságai. Hogy ez miért van így, eddig még nem sikerült egyértelműen tisztázni. Minthogy azonban az antennaelem alsó fele az árammaximum helyén felfelé hajlik, felső felén pedig lefelé mutatnak a száruk, sejteni lehet, hogy ez a körülmény kedvezőtlenül befolyásolja a sugárzási viszonyokat.

A gyakorlatban is elkészített quadantennák túlnyomó többsége a 15.2. ábra szerinti felépítést követi. A berajzolt nyílak világosan megmutatják, hogy a 15.2.(a) ábra szerinti vízszintes szakaszok és a 15.2.(b) ábra szerinti függőleges szakaszok egyenlő fázisban kapják a gerjesztést, amiből egyértelműen következik a lineáris polarizáció. Az A betáplálási pontokban ugyanazok az áramviszonyok uralkodnak, mint bármelyik félhullámú dipólusban. Az árammaximum helyén tápláljuk a sugárzót, a két dipóluságban egyenlő fázisú a gerjesztés (az áramnyílak ugyanabba az irányba mutatnak). Az A táppont felé eső két dipóluság B és

D külső végén csomópontja van az áramnak, vagyis megváltozik itt az áramirány (lásd a nyilakat). Ezáltal az A és C szakasz egyenlő fázisban kapja a gerjesztést, míg a B és D szakaszok fordított fázisúak. Ez azt jelenti, hogy a 15.2.(a) ábra szerint egyértelműen vízszintes a polarizáció, hiszen a vízszintes oldalak gerjesztése azonos fázisú. A 15.2.(b)



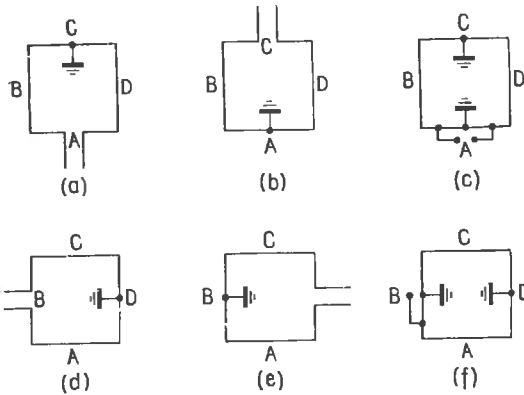
15.2. ábra. Árameloszlás négyzetes quadelemeken: (a) vízszintes polarizációval; (b) függőleges polarizációval

ábrán viszont az egyik függőleges oldalon van a betáplálás, és itt a vízszintes szakaszok vannak ellenfázisban. Az utóbbi esetben egyértelműen függőleges polarizációt kapunk. Így tehát az A betáplálási pont megfelelő kijelölésével meg lehet szabni a quadelem polarizációját, és ez erre vonatkozó szabályok a következők:

- betáplálás egy vízszintes oldalon = vízszintes polarizáció;
- betáplálás az egyik függőleges oldalon = függőleges polarizáció.

A quadelemben pontosan a tápponttal szemben feszültségminimumot kapunk, úgyhogy itt minden hátrányos következmény nélkül földelhetünk. A 15.3. ábrán áttekintést kapunk a vízszintes és a függőleges polarizációjú quadelemek táplálásáról és földeléséről. A működés szempontjából az teljesen közömbös, hogy a vízszintes polarizációhoz az A vagy a C pontban, illetve hogy a függőleges polarizációhoz a B vagy a D pontban tápláljuk az antennaelemet, aminek a gyakorlati konstrukció szempontjából lehet jelentősége. Ha a 15.3.(c)

ábra szerint T-illesztéssel tápláljuk az antennát, vagy ha gamma-illesztéssel dolgozunk, nincs levalasztva az antennaelem, és az A és C, illetve B és D pontokban fémes érintkezéssel közvetlenül hozzárósfíthatjuk a tartóoszlophoz.



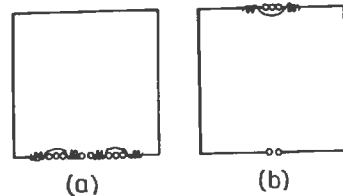
15.3. ábra. A négyzetes quadelem polarizációja és földelési lehetőségei:

(a) és (b) vízszintes polarizációval; (c) vízszintes polarizáció és T-illesztés; (d) és (e) függőleges polarizációval; (f) függőleges polarizáció és gamma-illesztés

A táplált quadelem kerülete a rezonancia eléréséhez elméletileg 1λ . A szokásos dipólusokkal kapcsolatban fizikai okok miatt mechanikailag mindig megrövidül a hullámhosszhoz képest az antenna vezetője, a quadelemekkel kapcsolatban azonban nem ilyen rövidüléssel kell számolnunk. A különböző vizsgálatok egybehangzóan arra az eredményre vezettek, hogy a quadelemek rövidülési tényezője nagyobb 1-nél, vagyis hogy rövidülési tényező helyett itt hosszabbodási tényezővel van dolgunk. Ez a megállapítás minden zárt, egész-hullámú hurokra és minden hullámtartományra érvényes. A hosszabbodási hatást azzal a ténnyel magyarázhatjuk meg, hogy az egész-hullámú zárt huroknak az egyenes dipólussal ellentétben nincsenek szabad végei, ezért nagyon csekély a szélek kapacitív hatása (lásd a 3.1.5. pontban). Ezenkívül hosszabbító hatású az is, hogy szögben behajlítjuk a huzalt. Ehhez hasonló esettel van dolgunk a hajlított dipólussal kapcsolatban is, amikor nem vesszük figyelembe a rezonanciahossz számításában a két párhuzamos vezető közötti távolságot meghatározó összekötő vezetékszakaszokat. E huzaldarabok figyelembevételével ugyanis a hajlított dipólus vezetőjének teljes hossza is meghaladja a hullámhosszt (λ értékét). A quadelemre vonatkozólag a hullámhossz 1,02...1,03-szorosával vesszük egyenlőnek a teljes területet. Régebben többnyire

túlágosan kicsik voltak a quadantenna oldalhosszára közölt értékek, és az ezek alapján méretezett rendszerekben vakvezetékekkel (csonkokkal) kellett kikényszeríteni a rezonanciát.

A huzalból kialakított quad egyszerű lehetőséget nyújt a rezonancia utólagos pontos beállítására (15.4. ábra). E lehetőség kihasználásához a szükségesnél valamivel rövidebbre vesszük a huzal teljes hosszát, a betáplálási pont két oldalán beiktatunk egy-egy szabadon függő szigetelőt, és egy huzaldarabbal áthidaljuk őket. A hurokszerűen kialakított huzaldarabok hosszabbításával és rövidítéssel lehet a finombeállítás során pontosan megkapni a kívánt rezonanciát. A tápponttal szemben levő oldalon ugyanilyen eredménnyel, de olcsóbban érhetjük el a 15.4.(b) ábra szerint a behangolást: itt ugyanis csak egy szigetelőre és csak egy beállítóhurokra van szükség.



15.4. ábra. Huzalból kialakított hurok mint segéd-eszköz a négyzetes (quad-) elem hangolásához

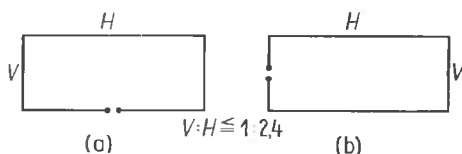
Rezonanciaeltolódásokkal általában minden rövidhullámú antennán számolnunk kell, mert ebben a hullámtartományban rendszerint nem lehet olyan magasságban felszerelni az antennát, hogy elhanyagolható maradjon a talaj és a környezet hatása. Minél közelebb van az antenna a talajhoz, annál nagyobb mértékben tolódik el a kisebb frekvenciák irányában a rezonanciafrekvencia. Hasonló módon befolyásolja a talaj közelsége a talpponti ellenállást is. Az emeletes rendszerben alkalmazott quadelem nem olyan érzékenyen reagál a talajviszonyokra, mint az egyszintes antenna, de azért ez esetben is lehetőleg minél magasabban kell felszerelni a talaj fölött.

A szerelési magasság növelésével egyre csökken a függőleges síkban a fő sugárnyaláb emelkedési szöge, amelynek egyébként igen fontos szerepe van a nagy hatótávolságokat eredményező ionoszférikus terjedésben. Ezért arra kell törekednünk, hogy a félhullámnál lehetőleg minél nagyobb legyen a quad talpponti magassága. A hullámhossznak megfelelő vagy ennél nagyobb magasságban felszerelt quad kisugárzását gyakorlatilag már nem befolyásolják a talajviszonyok. A függőleges síkban

aránylag kis emelkedési szög előnyei természetesen csak akkor érvényesülhetnek, ha vízszintes polarizációjú a quad. Független polarizáció esetén vízszintes irányú a H sík. Ezért, de mechanikai okok miatt is nagyon ritka a függőlegesen polarizált quad.

15.2. A téglány

A 40 és a 80 m-es sávban is sokszor van szükség az egészshullámú hurok előnyeinek kihasználására. A 80 m-es quadelem felszereléséhez azonban legalább két, egyenként 25 m magas tartóoszlopot kellene felállítani. Ezért a kísérletező rádióamatőrök megállapították, mekkora függőleges rövidülésig maradnak kedvezőek az egészshullámú hurok kisugárzási tulajdonságai. Míthogy azonban a rezonanciát fenn kell tartani, a függőleges rövidülést vízszintes hosszabbítással ki kell egyenlíteni. Így jött létre a 15.5. ábra szerinti, derékszögű



15.5. ábra. Az egészshullámú téglalap:

(a) vízszintes polarizációval; (b) függőleges polarizációval

négyszög alakú egészshullámú hurok. Az amatőr-irodalomban röviden oblongnak szokás nevezni (oblong angolul téglalapot jelent). G 6 LX megépített és ki is próbált a 80 m-es sávban egy ilyen téglányelemet, és a következő eredményekre jutott:

A helyi viszonyoknak megfelelően V és H aránya 1 : 2,4 lett, a függőleges oldalak V hosszát 12,20, a vízszintes oldalak H hosszát pedig 28,25 m-re kellett venni. Eszerint a hurok teljes kerülete 80,90 m. Az alsó függőleges szakasz alig 3 m-re volt a talajtól ($\approx \lambda/27!$). A sugárzó mért rezonanciafrekvenciája 3670 kHz. A hullámhosszhoz képest ez egy kismértékű mechanikai rövidülést jelent, aminek oka bizonyára a talaj közelsége. Ha tehát ugyanilyen oldalarányval meg akarunk építeni és a talaj felett igen kis magasságban felszerelni egy ilyen antennát, az előbbi számadatokból a

$$\text{teljes kerület} = \frac{297}{f} \text{ m} \quad (15.1)$$

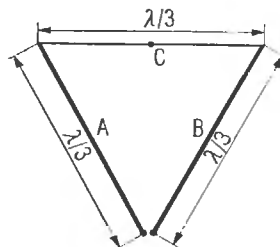
méretezési képletet vezethetjük le a számításokhoz. Az f MHz-ben helyettesítendő.

Vízszintes polarizációval [15.5.(a) ábra] a talpponti impedancia 115 Ω , a rezonanciafrekvenciától ± 150 kHz távolságon belül nem emelkedik 1,5 fölé az állóhullámarány értéke. Ugyanennek az antennának a függőleges polarizációra való átállítása [15.5.(b) ábra] a tápponti impedancia csökkenését vonta maga után, úgyhogy egy 70 Ω -os koaxiális kábel felhasználásával közvetlenül lehetett táplálni az antennát. Ezenkívül a vízszintes polarizációhoz képest jelentős mértékben megnőtt a sávzsélesség. Ezzel a 80 m-es téglánnyal G 6 LX kitűnő DX-eredményeket ért el, és az egyszerűbb táplálhatóság figyelembevételével többnyire függőleges polarizációt alkalmazott. A közepes távolságú rádióforgalomban valamivel kedvezőbbnek bizonyul a vízszintes polarizáció, a DX-forgalomban azonban nem voltak ilyen különbségek. Hasonlóan jó DX-eredményeket tudtak elérni a 80 m-es téglánnyal skandináviai rádióamatőrök is.

Az 1 : 2,4 aránynál lehetőleg kisebbre kell venni a derékszögű négyszög oldalainak arányát. Ha a vízszintes szakaszok további rövidítésével nagyobbra vesszük az oldalak arányát, elvész a kívánatos „lapos” kisugárzás, megnő a talpponti ellenállás, és normális hajlított dipólussá alakul át az oblong.

15.3. A deltahurok

Legelőször még 1967-ben, W 6 DL javasolt a quadelem továbbfejlesztésével egy háromszög alakú egészshullámú antennaelemet, és tőle származik a delta loop elnevezés is. Mint a 15.6. ábrán látjuk,



15.6. ábra. A deltahurok

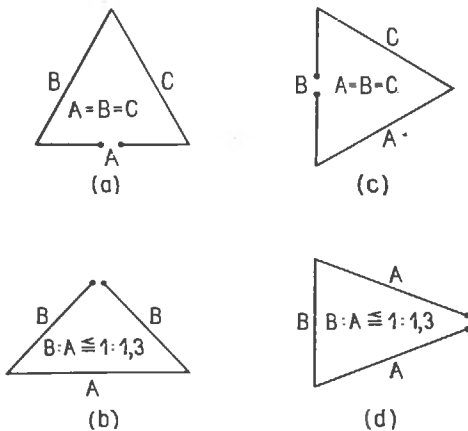
egyenlő oldalú háromszögről van szó, az oldalak hossza $\lambda/3$. A háromszög az egyik csúcspontján áll, és rendszerint ebben a talppontban kapja a táplálást. Az ilyen konstrukció megtartja önmagát,

tehát kevesebb anyagot tesz szükségessé, mint a quad, ezenkívül további mechanikai előnyei is vannak. Az A és B oldalakat mindenesetre valamilyen merev anyagból, például erős könnyűfém csőből kell elkészíteni, míg a függőleges C oldal mechanikai határokat szab az önhordozó delta loop szerkezetre, úgyhogy ilyen antennákat csak a 10 és 15 m-es sávban lehet alkalmazni.

Bebizonyosodott, hogy az egészhullámú deltahurok minden elektromos tulajdonság szempontjából egyenértékű az egészhullámú quadelemmel. A szerelési magasságtól függően 90... 110 Ω a talpponti ellenállás értéke. A könnyűfémű gyártott, nagy felületű csövek felhasználásával a vékony huzalelemekhez képest csökkenteni lehet a szkinhatástól származó nagyfrekvenciás veszteségeket, és úgy látszik, hogy a sávzsélesség tekintetében is előnyösebb a quadelemnél a delta loop. A 15.6. ábra szerinti delta loop rezonanciahosszát a quadelemekre is érvényes

$$\text{teljes kerület} = \frac{306,6}{f} \text{ m} \quad (15.2)$$

méretezési képlet alapján lehet kiszámítani. Az f frekvencia MHz-ben helyettesítendő. Ennek előfeltétele azonban az, hogy az antennaelem legalább $\lambda/2$ magasságban legyen a talaj fölött.



15.7. ábra. A deltahurok változatai

Az egészhullámú háromszögelemet is kipróbálták már, és különféle változatokban alkalmazzák az amatőrök a kisebb frekvenciákat tartalmazó amatőrsávokban. Néhány jól bevált változatát a 15.7. ábrán láthatjuk. Ezek a változatok a 80 és 40 m-es sávra huzalanyagból készültek el, és a helyi adottságoknak megfelelően változik az alak-

juk. Az (a) és a (b) változat vízszintes polarizációjú, a (c) és (d) viszont függőleges polarizációval működik. A függőleges rövidülés következtében a (b) és (d) már nem egyenlő oldalú háromszög. Ezzel kapcsolatban vigyáznunk kell arra, hogy a $B: A$ arány legfeljebb 1: 1,3 legyen. Minthogy ezek a változatok az üzemi hullámhosszhoz képest aránylag kis magasságban vannak a talaj fölött, a tápponti impedancia olyan értéket vesz fel, hogy 70 Ω-os kábellel közvetlen táplálás válik lehetségessé.

Az itt ismertett egyszerű egészhullámú hurok irányjelleggörbéje nagyjából mind egyforma. Ezek az antennák szélesebbik oldalukból két irányban sugároznak, az E síkban körülbelül 80° a nyílásszögük, a H síkban kisebb nyalábolás tapasztalható. A vízszintesen polarizált hurokknak kismértékben egyúttal függőleges polarizációjú sugárzási összetevői is vannak, és az utóbbiak a fő sugárzási irányra merőleges irányban terjednek. A függőleges polarizált hurok ennek megfelelően vízszintes polarizációjú káros kereszt Sugárzást is kibocsát.

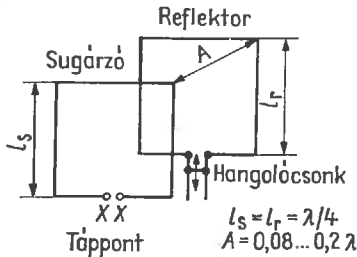
15.4. Reflektoros egészhullámú hurok

Az egészhullámú hurok egyszerű alapformából egy hasonló felépítésű reflektor vagy direktor hozzáadásával rendkívül hatékony egyirányú sugárzók készíthetők. Az antennanyereség így módon körülbelül 5 dB-rel nő meg, de a többletköltségek aránylag csekélyek, és az átalakítás nem okoz semmilyen különösebb konstrukciós vagy mechanikai nehézséget.

15.4.1. A cubical quad

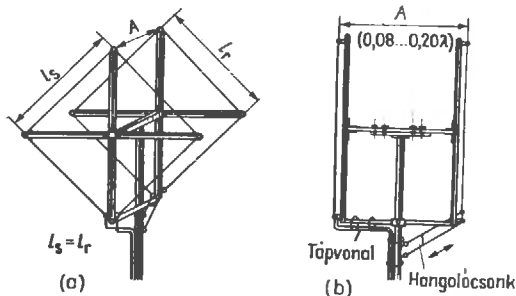
Mint a DX-forgalom irányhatású antennája, a cubical quad határozott hírnévre tett szert az amatőrök körében. Változatos felépítését a 15.8. ábrán láthatjuk. A táplált hurok egy quadelem a 15.2.(a) ábra szerint. Ettől $A = (0,08...0,25)\lambda$ távolságra még egy ugyanilyen huzalnégyszögre bukkanunk; az utóbbit azonban többnyire egy hangolócsonk felhasználásával úgy szokás beállítani, hogy reflektor módjára viselkedjék. Ez a csonk további induktivitást képvisel, és létrehozza a reflektornak megfelelő működéshez szükséges induktív fáziseltolást. Előnye, hogy a változtatható helyű

áthidaló rövidzárral nagyon pontosan be lehet állni a lehető legnagyobb hátrasugárzási csillapításra. Újabbban azonban egyre gyakoribbá válik a csonc nélküli, önmagában zárt huzalnégyszögnek megfelelő alakú reflektor, ugyanis közben már elég pontosan meg lehetett állapítani a legkedvezőbb reflektorhatás eléréséhez szükséges oldalhosszak nagyságát.



15.8. A cubical quad felépítési vázlatja

Az antenna tartószerkezetének kialakítására több lehetőségünk van. Ha 10 vagy 15 m hullámhosszra egyszávu quadelemet akarunk készíteni, beérhetjük csomómentes, impregnált falamezsekkel és kör keresztmetszetű rúdanyaggal, egy kevés vasborítással. A 20 m-es quad tartóit bambusz nádából kell elkészíteni, hogy kisebb legyen a súlyuk, ne törjenek, és rugalmasak legyenek. Ennél is jobbak erre célra az üvegszállal erősített poliészter rudak, amelyekből a horgászrudak készülnek. A tartóállványokra különböző megoldásokat a 18.8. és a 18.9. alfejezetben ismertettük. Ugyanitt egyúttal tanácsokat is adunk az állványok elkészítéséhez.



15.9. ábra. Konstruktív javaslat az egyszerű cubical quad kialakítására:
(a) előlnézet; (b) oldalnézet

A 15.9. ábrán az egyszerű, rombuszalakú cubical quad szerkezeti felépítésére adunk egy megoldást. Ugyanígy építhetjük meg az egyik oldalára fektetett, négyzetes alakú antennát is, ha a tartókarokat 45°-kal axiálisan elforgatjuk, és a vízszintes szakasz

közepén jelöljük ki a táppontot. Az utóbbi felépítés kedvezőbb sugárzási viszonyokat teremt, ezért szinte kizárólagossá vált a használata. Műanyag-zsinóros kifeszítéssel megnövelhetjük a konstrukció stabilitását. Még jobbak az üvegselyemmel beszőtt feszítőzsinórok, mert nem nyúlnak. A műanyag rúdadanyagból vagy bambusz nádából elkészített szigetelők nélkül lehet rászerezni az antenna-huzalt. Könnyűfém, csövekből is elkészíthetjük azonban a tartókarokat, és végükre körülbelül 20 cm hosszú műanyag szigetelőket szerelhetünk.

Az antennához felhasznált rézhuzalok vagy litzehuzalok átmérője különösebben nem befolyásolja az antenna elektromos működését. Mechanikai okok miatt azonban legalább 1,5 mm-re ajánlatos venni a huzalok átmérőjét. A litze-huzal hajlékonyabb, jobban lehet vele bánni. Az alkalmazandó huzalokon vagy litzéken műanyag burkolat is lehet.

Mint a 15.1. alfejezetben láttuk, a rezonáns egész-hullámú quadelem kerületének nagyobbak kell lennie a hullámhossznál. A cubical quad táplált elemére vonatkozólag a rezonanciahullámhosszhoz képest 1,015...1,020 hosszabbítási tényezővel számolhatunk. A reflektorelem kerülete megegyezhet a táplált elem kerületével, de ebben az esetben egy hangolócsonkkal meg kell hosszabbítanunk indukció útján. Újabbban azonban inkább elhagyjuk ezt a hangolócsonkot, és ténylegesen megnöveljük a reflektor kerületét. Ez esetben a reflektor kerületének hossza $1,113\lambda$. A cubical quad rezonancia-méretezésére itt közölt képletek a rövidhullámok egész tartományában felhasználhatók az antennák méretezésére.

Táplált elem

$$\text{Teljes kerület} = \frac{304,6}{f} \text{ m.} \quad (15.3)$$

$$\text{Oldalhossz} = \frac{76,15}{f} \text{ m.} \quad (15.4)$$

Reflektorelem

$$\text{Teljes kerület} = \frac{334}{f} \text{ m.} \quad (15.5)$$

$$\text{Oldalhossz} = \frac{83,5}{f} \text{ m.} \quad (15.6)$$

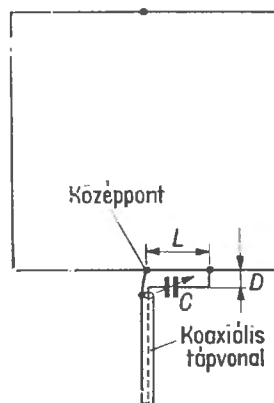
Az f frekvenciát MHz-ben kell behelyettesíteni.

A reflektor A távolsága aránylag csekély mértékben befolyásolja a rendszer antennanyereségét. Az elérhető legnagyobb nyereség 5,7 dB, az ennek megfelelő távolság: $A = 0,12\lambda$. Ha ehhez képest

növeljük vagy csökkentjük a reflektor távolságát, az antennanyereség csak lassan csökken, úgyhogy például $0,08\lambda$ vagy $0,22\lambda$ távolsággal még 5,2 dB-re számíthatunk.

A legnagyobb antennanyereségnek megfelelő $0,12\lambda$ reflektortávolsággal megvalósított cubical quad sugárzási ellenállása kerekén 70Ω , de ehhez az is szükséges, hogy a talaj fölött $\lambda/2$ magasságban legyen az antenna. Ha például lecsökkentjük ezt a magasságot a hullámhossz negyedére, a sugárzási ellenállás körülbelül 40Ω -ra csökken. Nagyon kedvező az $A = 0,1\lambda$ távolság, mert ebben az esetben 5,6 dB antennanyereséggel 60Ω talpponti ellenállást kaphatunk, és így egy 60Ω -os koaxiális kábellel közvetlenül táplálhatjuk az antennát. Ekkor persze aszimmetrikus tápvezetékét csatlakoztatunk a szimmetrikus cubical quadhoz, és számíthatunk az ismert következményekre, nevezetesen a koaxiális kábelben a köpenyhullámokra; az iránydiagramban pedig kisebb „bandszalításra”. Ennek ellenére egyes amatőrök ragaszkodnak ehhez a közvetlen tápláláshoz, és a hátrányos következmények elhanyagolhatók maradnak.

A koaxiális tápkábel alkalmazásához kedvezőbb körülményeket teremt a 15.10. ábra szerinti gamma-illesztés (lásd a 6.3. alfejezetben). Itt a táplált elem is egy önmagában zárt huzalnégyszög. A gamma match révén pontos illesztést kap a kábel, a



15.10. ábra. Táplált négyzetes (quad-) elem gamma-illesztéssel

szükséges szimmetriaátalakítás is megvan, egyúttal kompenzáljuk a sugárzási ellenállásban az antenna környezetének minden hatását. A gamma-tagot körülbelül 2 mm átmérőjű huzalból készíthetjük el. Az antennavezető felé egy kis műanyag betéttel rögzítjük a D távolságot, mégpedig úgy, hogy ne legyen 50 mm-nél nagyobb. A beállítások elvégzése után kicserélhetjük a forgókondenzátort egy megfelelő kapacitásértékű, nem változtatható kondenzátorra. Az egyes amatőrsvokokra a 15.1. táblázatban közöljük a gamma-tag ajánlott L

15.1. táblázat. Méretezési adatok a 15.8. és a 15.9. ábra szerinti cubical quad antennához

Amatőrsvok	20 m 14 100 kHz	15 m 21 200 kHz	10 m 29 000 kHz
<i>Méreték a reflektorcsonkkal</i>			
l_s oldalhossz	5,40	3,60	2,62
l_r oldalhossz	5,40	3,60	2,62
A reflektorcsonk hossza	1,50	1,00	0,70
<i>Méreték rezonáns reflektorral</i>			
l_s oldalhossz	5,40	3,60	2,62
l_r oldalhossz	5,92	3,92	2,88
<i>Az antennaelemek A távolsága</i>			
$0,08\lambda$ ($G \approx 5,2$ dB; $Z \approx 45 \Omega$)	1,83	1,22	0,91
$0,10\lambda$ ($G \approx 5,6$ dB; $Z \approx 60 \Omega$)	2,25	1,50	1,12
$0,12\lambda$ ($G \approx 5,7$ dB; $Z \approx 72 \Omega$)	2,68	1,79	1,33
$0,15\lambda$ ($G \approx 5,6$ dB; $Z \approx 85 \Omega$)	3,20	2,12	1,60
$0,20\lambda$ ($G \approx 5,4$ dB; $Z \approx 110 \Omega$)	4,25	2,83	2,12
<i>A 15.10. ábra szerinti gamma-illesztés méretei</i>			
L hossz	0,90	0,70	0,46
C kapacitás	100 pF	75 pF	50 pF
Minden hossz méterben értendő			

hosszát, és azt is, hogy mekkora legyen a C forgókondenzátor legnagyobb kapacitásértéke.

A cubical quad antenna kipróbált méretezési adatait is közöljük a 15.1. táblázatban, és a hangolható reflektorral ellátott antennákon kívül itt olyan változatokat is figyelembe vettünk, amelyek rezonáns reflektorelemet tartalmaznak.

A cubical quad rövidhullámú változataira régebben megadott, rendkívül nagy (11 dB-t is elérő) antennanyereségek minden bizonnyal hibás mérésekben alapulnak, például távolsági forgalomban kapott hangerősségeket hasonlítottak össze az illetők, vagy esetleg ismeretlen inhomogenitások (talán visszaverődések) voltak a környezetben, és ezek meghamisították a méréseket. Mint tudjuk, a rövidhullámú antennákon rendkívül nehéz abszolút nyereségméréseket végezni; az amatőr aligha képes a szükséges magasságban felszerelni az antennát vagy a megfelelő homogén térről gondoskodni a helyszínen. Egyszerűbben érjük el célunkat úgy, hogy méteres vagy deciméteres hullámokra méretezzük az antennát, és ezen a változaton végezzük el a mérést. A modelltörvény lehetővé teszi ilyen eljárást. Ily módon abszolút megállapításokat tehetünk, és eredményeink rövidhullámon is teljes mértékben érvényesek lesznek. Arra vonatkozólag azonban, hogy a távolsági forgalomban gyakorlatilag mennyire lesz alkalmazható a rövidhullámú antenna, ezek az abszolút nyereségadatok nem sokat árulnak el. Mint a 2.2.2. és a 3.2.2. pontokban elmagyaráztuk, a távolsági terjedés az ionoszférában bekövetkező visszaverődéseken alapul, és elsősorban az a fontos itt, hogy minél nagyobb legyen az ugrástávolság. Ebből az következik, hogy minél kisebb értéken kell tartani a H síkban a fősugár függőleges emelkedési szögét.

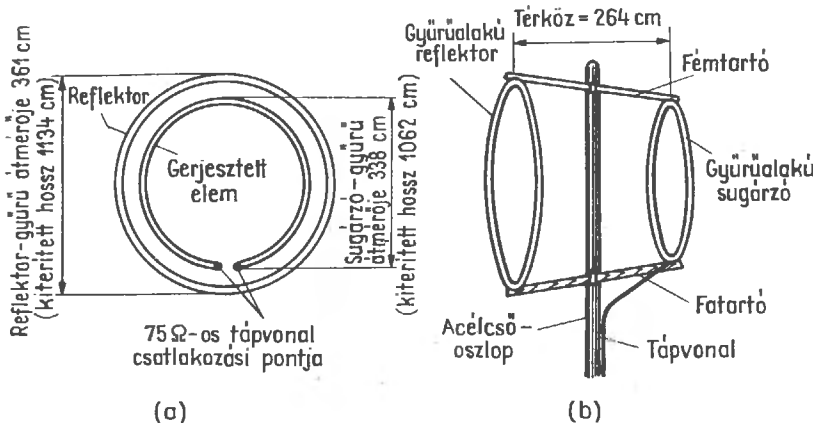
Az egymás fölé helyezett elemekből álló és vízszintesen polarizált emeletes antenna nyalábot képez a H síkban, és a függőleges síkban kisebb emelkedési szögben sugároz, mint az ugyanakkora nyereségű és ugyanabban a magasságban felszerelt egyszintes antenna. A cubical quad mechanikailag még jól megvalósítható emeletes antenna a rövidhullámok tartományában (a DX-sávokra), és mint irányhatású antenna elforgathatóan is megépíthető.

Az vitathatatlan, hogy a rövidhullámú távolsági forgalomban legalább olyan előnyösen alkalmazható a cubical quad is, mint a nagyobb nyereségű háromemeletes Yagi-antenna. Gyakorlatilag a DX-forgalomban sokszor egészen nagy eltérések mutatkoznak a cubical quad javára, aminek kizárólagos oka, hogy a függőleges síkban aránylag kicsi a fő sugárnyaláb emelkedési szöge, vagyis nagy az ugrástávolság.

15.4.2. A ringbeam

A ringbeam főként csak abban különbözik a cubical quad antennától, hogy nem négyszögletes, hanem gyűrű alakú elemeket tartalmaz (15.11. ábra). Aki figyelmesen végigolvasta a quadelem működéséről elmondottakat, magától is rájön arra, hogy a sugárzás tekintetében sem viselkedhet másként a ringbeam, mint a cubical quad.

Az egészshullámú huroknak kiképzett ringbeam alulról vagy felülről táplálva egyértelműen vízszintesen polarizációval sugároz, akárcsak a cubical quad, oldalsó betáplálása pedig függőleges polarizációt eredményez. A ringbeam antennanyereség és a költségek szempontjából is nagyjából megegyezik



15.11. ábra. Kételemes ringbeam a 10 m-es sávra

az ugyanannyi elemet tartalmazó cubical quadnak. A ringbeamhez szükséges cső vagy megfelelő szilárdságú tömör anyag azonban drága, és mechanikai tekintetben valamivel nehezebb a ringbeam megépítése. Valószínűleg ez az oka annak, hogy Európában ez az antennafajta mind ez ideig még nem tudott nagyobb mértékben elterjedni.

15.4.2.1. A kételemes ringbeam

A 15.11. ábrán a 10 m-es sávra egy kételemes ringbeamet láthatunk. A reflektor zárt gyűrűt alkot és $\lambda/4$ távolságra van a tápvezeték csatlakozási pontjában felhasított, gerjesztett elemtől. A táponti ellenállás a közölt adatok szerint kerekén 75Ω . A felső, vízszintes tartó fémből is lehet, és szigetelőbetét nélkül lehet hozzáerősíteni az antennaelemeket. Az alsó tartórúd impregnált keményfa lécc. Még jobban megfelel azonban erre a célra a PVC-cső, mert igen könnyű és nem korrodeál. Körülbelül 5 dB antennanyereséggel lehet számolni. A rezonanciáméreteket a 19.5. ábrán találjuk meg. Ha más rezonanciafrekvenciákra akarjuk elvégezni a méretezést, az átszámításhoz a következő képleteket használhatjuk fel:

$$A \text{ táplált elem kerülete} = \frac{307}{f} \quad (15.7)$$

$$A \text{ reflektor kerülete} = \frac{329}{f} \quad (15.8)$$

A hossz méretek mindenhol m-ben, az f frekvencia MHz-ben értendő.

15.4.2.2. A háromelemes ringbeam

A 10 m-es sávra még éppen elképzelhető egy háromelemes ringbeam is. Ezt a jó teljesítőképességű, iránythatású antennát a 15.12. ábrán láthatjuk.

A béirt számértékek itt is a 10 m-es sávra vonatkoznak. Minthogy a rendszer talpponti ellenállása nagyon kicsi, a tápvezeték illesztéséhez omega match szükséges (lásd a 6.4. alfejezetet). Itt minden rész fémből lehet, az antennaelemek alsó és felső tartója is, és az antennaelemeket alul is, felül is minden szigetelés nélkül lehet a fémtartóhoz erősíteni. Magától értetődik, hogy a kételemes ringbeamhez is alkalmazhatunk omega-illesztést, hogy ebben az esetben is fémből készíthessünk el minden részt.

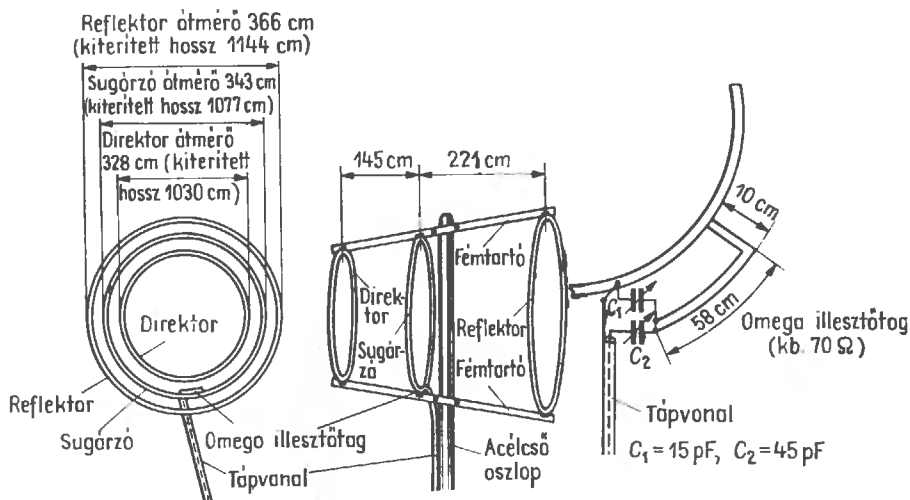
A háromelemes rendszerben a reflektor távolsága kerekén $0,21\lambda$, a direktor távolsága pedig $0,14\lambda$.

Más frekvenciákra a (15.7) és a (15.8) képlet alapján méretezhetjük a háromelemes gyűrűs antennát. A direktor kerülete:

$$k = \frac{289}{f} \quad (15.9)$$

A hossz méretek mindenhol a még egyenes csőre vonatkoznak, vagyis hosszú csöveket kell gyűrűvé hajlítani. A mechanikai stabilitás szempontjából megfelelő átmérőjű csövek az antennakövetelményeknek is megfelelők.

Mint látjuk, a táplált elem kifejezett hossza a ringbeam antennában is nagyobb a rezonanciának



15.12. ábra. Háromelemes ringbeam a 10 m-es sávra

megfelelő λ -nál. E körülményből különösen értelhetővé válik a cubical quad antennával tapasztalt rokonság.

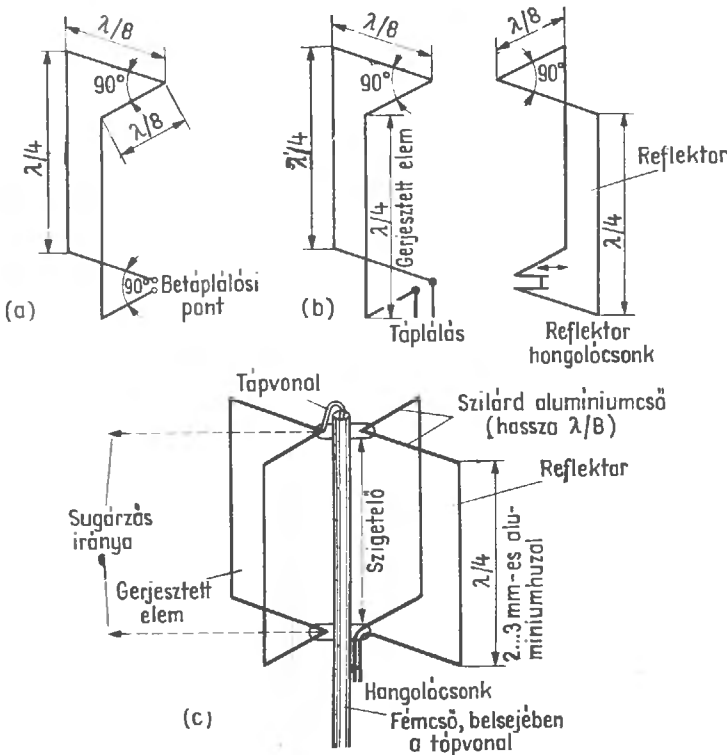
15.4.3. A kalickaantenna G 4 ZU szerint

A kalickaantennát (bird cage) az ismert angol antennakonstruktőr, G 4 ZU vagy más néven Dick Bird dolgozta ki. Ez az antenna is a cubical quad közvetlen leszármazottja. A bird cage abban különbözik a cubical quadtól, hogy elemei 90° -ban be vannak hajlítva. A 15.13. ábrán egy ilyen quad-elemet látunk: a betáplálás oldalán és az ezzel szemben levő oldalon derékszögben megtörik az antennaelem. Az ilyen rövid V elem szinte teljesen megtartja az egyenes dipólus kettős kör alakú sugárzási diagramját, csak egészen csekély mértékben nő meg a szög nyílásának irányában az antennanyereség. Ebben az esetben is vízszintes polarizációt eredményez az egyik vízszintes oldal középre helyezett betáplálási pont, az azonban teljesen mindegy, hogy az alsó vagy a felső síkhoz csatlakoztatjuk a tápvezetékét.

Az ugyanígy behajlított reflektorelemet úgy kell elhelyezni, hogy a sugárzó szögének csúcса és a reflektor szögének csúcса közötti távolság körülbelül 25 mm legyen (15.13. ábra).

Az antennanyereség és az iránydiagram szinte teljesen megegyezik a cubical quad antennanyereségével, illetve iránydiagramjával. Sőt, G 4 ZU $0,5 \text{ dB}$ -el nagyobb antennanyereséget állapított meg és szerinte a hátrasugárzási csillapítás is valamivel nagyobb, mint a cubical quad esetében. A talpponti ellenállás kb. 60Ω .

A bird cage külön előnye, hogy egyetlen tartócsőre lehet ráerősíteni az egész antennát, ugyanis az antennaelemek vízszintes szakaszai átveszik a tartókarok feladatát. Az egész rendszer nagyon kis helyet foglal el, és csekély a szélellenállása. A 10 m -es sávra méretezett bird cage csak $1,30 \text{ m}$ -es sugárban áll ki a középső tartóoszlopból. Ez a sugár a 15 m -es sávban körülbelül $1,95$, a 20 m -es sávban pedig kerekén $2,60 \text{ m}$ -re nő meg. Csak a vízszintes irányú, $\lambda/8$ hosszúságú szakaszokat kell könnyűfém csőből készíteni, a négy függőleges, ugyancsak $\lambda/4$ hosszúságú szakasz bármilyen vas-



15.13. ábra. A kalickaantenna:

(a) 90° -os szögben behajlított quadelem; (b) a kalickaantenna vázlatos felépítése; (c) konstrukciós megoldás

tagságú huzalból is lehet. Ajánlatos azonban ugyanolyan anyagú csövet és huzalt venni, mert egyébként elektrolitos bomlási folyamatok indulhatnak meg az összekötési helyeken. A kalicka-antenna szerkezeti felépítésére egy ajánlott megoldást a 15.13. ábrán láthatunk. A sugárzóelemet ez esetben felülől tápláljuk, mert így a tartóoszlop csövének belsejében helyezhetjük el a tápvezeték-eket.

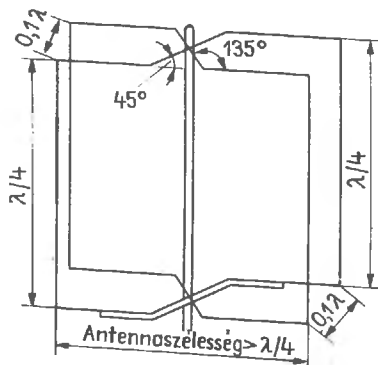
A szögek csúcsát nem kell túlságosan gondosan szigetelni a tartóoszloptól, mert itt a feszültség minimuma van. Fából vághatunk ki megfelelő köztartókat, és a paraffinban kifőzzük őket. A rajzon látható megoldásban nagy mechanikai erők hatnak ezekre a szigetelőkre, és szükség lehet esetleg valamilyen merevítésre, hogy legalább részben fel lehessen fogni az erőhatásokat. Ezért például meghosszabbíthatjuk a tartóoszlopot, és kiköthetjük a csúcsához az antennaelemek felső, vízszintes szakaszait.

Az antennaelemek teljes hossza ugyanaz, mint a cubical quadban. Esetünkben a reflektor hossza megegyezik a sugárzóelem hosszával, és a reflektorhatás eléréséhez szükséges elektromos meghosszabbítást egy reflektorcsonkra helyezett, állítható rövidzárral kapjuk meg. A szükséges méreteket a 15.1. táblázatról olvashatjuk le.

15.4.4. A swiss quad

Jelenleg a quad legfejlettebb változata a swiss quad antenna. Konstruktöre az ismert svájci rádióamatőr, R. Baumgartner (HB 9 CV), ezért lett swiss quad (svájci quad) a neve. Teljes táplálású, irányhatású antenna címmel szabadalmat adtak rá Svájcban.

Mint a 15.14. ábrán látjuk, a swiss quad két párhuzamos négyzetből áll, a négyzetek oldala $\lambda/4$,



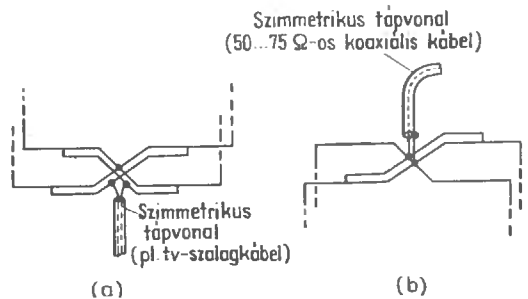
15.14. ábra. A swiss quad antenna vázlatos elrendezése

egymástól mért távolságuk $(0,075-0,1)\lambda$. A két vízszintes szakasz középső részén 45° -os szögben befelé hajlik a négyzet oldala, úgyhogy a középpontban összetalálkozik a tartóoszlopon mindkét sík vízszintes része.

A két cső keresztezési pontjában a legnagyobb az áramerősség, ezért itt jól vezető érintkezésre van szükség. Minthogy pedig az árammaximumnak feszültségminimum felel meg, ezekben a pontokban le lehet földelni a csöveket, vagyis fémesen összeköthetjük őket a tartóoszloppal.

A két sík kereszt alakú szakaszai elektromosan nem sokat zavarnak, mert itt az egymással szomszédos csőszakaszokban ellentétes fázisban folynak az áramok, tehát a sugárzások gyakorlatilag kioltják egymást.

A swiss quad érdekessége a táplálás. Néhány kivételt nem tekintve parazita módon, tehát pusztán csak sugárzási csatolás útján kap gerjesztést a reflektor. A reflektor sugárzási csatolásának és közvetlen táplálásának kombinálásával például a ZL special és a HB 9 CV-beam antennán elért kitűnő eredményeket (lásd a 14.2.1. és a 14.2.2. pontot) a swiss quad antennán is megkaphatjuk. A teljes táplálás azzal a következménnyel jár, hogy egyenletesen oszlik el az energia a négy antennaelem között. Ily módon a sugárzási ellenállás $30 \dots 40 \Omega$ marad.



15.15. ábra. A swiss quad táplálása és gerjesztése: (a) kettős T-illesztés és táplálás; (b) kettős gamma-illesztés és táplálás

A rendszer tetszés szerint az alsó vagy a felső síkban táplálható. Ha az árboccső belsejében akarjuk vezetni a tápkábelt, a felső síkban célszerű betáplálni az energiát. Kettős T-illesztéssel [15.15. (a) ábra] szimmetrikus tápvezetékét is beköthetünk. A 15.15. ábrán azt is megfigyelhetjük, hogy a két antennaelemet egyszerű eljárással közvetlenül lehet ellenfázisban táplálni. Meglepő módon kiderült, hogy az egyirányú kisugárzáshoz a két antennanegyzet között szükséges, 180° -tól kissé eltérő

15.2. táblázat. Méretezési adatok a 15.14. ábra szerinti swiss quad antennához

Amatőrsávok	20 m 14 150 kHz	15 m 21 200 kHz	10 m 28 500 kHz
Az antenna magassága	5,94	3,96	2,95
Az antenna szélessége a direktor mentén	5,64	3,76	2,80
Az antenna szélessége a reflektor mentén	6,23	4,16	3,09
A direktor és reflektor közötti távolság	2,12	1,41	1,05
Minden adat méterben értendő			

fáziseltérést a táplálásban nem kell figyelembe venni. A helyes fázisviszonyok ugyanis maguktól is kialakulnak az antennában, ha a két négyzet kerületének hossza között 5% a különbség. A két négyzet közül a kisebbik ezáltal direktorrá, a nagyobbik pedig reflektorrrá válik.

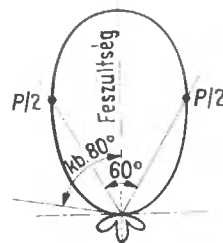
Két közvetlen táplálású, elektromosan egyenértékű négyzetben kölcsönösen kiegyenlítődik a reflektor induktív és a direktor kapacitív meddőösszetevője (a táppontban). E megállapításunkat az a tény igazolja, hogy a rendszer rezonanciafrekvenciája a táppontban mérve valahol a kétantennanégyzet saját rezonanciája között van. A kerületek hossza között szükséges 5%-os különbséget számos mérés igazolja. Ha kisebb 5%-nál a különbség, megnőnek a melléknyalábok, ha pedig 5%-nál nagyobb a kerületek közötti különbség, kiszélesedik a főnyaláb, csökken az antennanyereség. Lényeges jelentősége van annak is, hogy az a swiss quad, amelyben a direktor és reflektor kerületének hossza között 5% a különbség, energiafelvétel és csatoláspontjából nagyjából ugyanúgy viselkedik, mint az egyszerű félhullámú dipólus. Ez a tény elvezet a közvetlen táplálás, sugárzási csatolás és térbeli csatolás között fennálló, matematikailag alig érzékelhető kölcsönös kapcsolat nyilvánvaló jelentéséhez. A swiss quad bevált méretezési adatai a következők:

$$\begin{aligned} \text{a direktor kerülete} &= 1,092\lambda; \\ \text{a reflektor kerülete} &= 1,148\lambda; \\ \text{a direktor és reflektor közötti távolság} &= \\ &= (0,075 \dots 0,1)\lambda. \end{aligned}$$

A gyakorlati megvalósításhoz csupán a vízszintes részek között osztjuk meg a reflektor és direktor közötti hosszkülönbséget, a függőleges részeket egyenlő hosszúságúra készítjük. A vízszintes csőszakasz mentén a gamma- vagy T-illesztés megcsapolási pontját a beállítások során kell kijelölni, mert e pont helyzete a környezeti hatásoktól, az

antenna magasságától és szerkezeti kialakításától is függ. Az itt közölt 15.2. táblázat a nagyobb frekvenciájú rövidhullámú amatőrsávokra adja meg a swiss quad kipróbált méreteit.

Az antenna magassága a 15.2. táblázatban a függőleges huzalok hosszát jelenti. Az antenna szélességén a vízszintes szakaszok teljes hosszát kell érteni a szakasz egyik végétől a másik végéig. Az árbochoz rögzített ferde szakaszt itt nem vesszük figyelembe. A csőből szükséges hosszt a leg egyszerűbben geometriai eljárással kapjuk meg úgy, hogy milliméteres beosztású papíron pontosan megrajzoljuk kicsinyített léptékben az antenna felülnézeti rajzát.



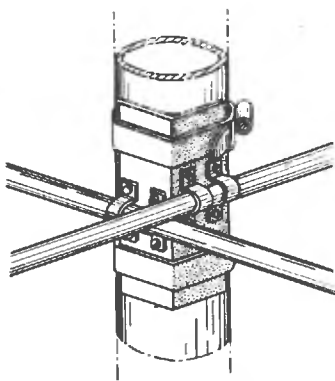
15.16. ábra. A swiss quad antenna sugárzási diagramja

A swiss quad sugárzási diagramját HB 9 CV a 15.16. ábrán látható alakban adta meg. A vízszintes nyílásszög, mint látjuk, 60°. Az oldalsó minimumok a fősugár két oldalán körülbelül 80°-ra helyezkednek el. A hátrasugárzási csillapítás átlagosan 13 dB, akárcsak a cubical quad antennán. A reflektor táplálása miatt az antennanyereség valamivel nagyobb, mint ahogy a cubical quad alapján várható. HB 9 CV a 6...7,9 dB értékeket közölte. A cubical quad esetéhez hasonlóan a swiss quad antennával is megfigyelhetünk a nagy távolságú forgalomban terjedési „többletgyereséget”, amelyet az emeletes antennák kisugárzási tulaj-

donságaival magyarázhatunk meg. Ezek az átviteli nyereségek nincsenek semmilyen kapcsolatban a valóságos antennanyereséggel, de egyértelműen azzal a következménnyel járnak, hogy a távolsági forgalomban minden hasonló, de egysíkú antennához képest határozottan előnyösebbek a quad-rendszerek.

15.4.4.1. Tanácsok a swiss quad antennák megépítéséhez

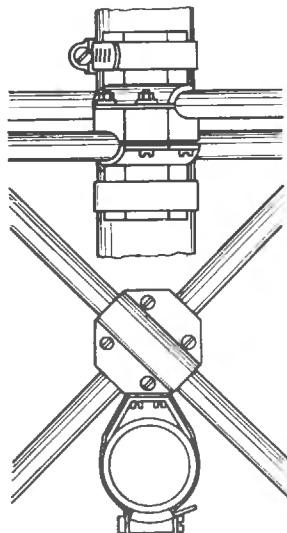
Az antenna függőleges szakaszai vékony huzalok vagy litzék. A vízszintes szakaszok elkészítéséhez a mechanikai követelményeknek megfelelő ötvözetből gyártott könnyűfém csövet használunk fel. A csövek végét valamilyen műanyag zsinórral vagy inkább műanyaggal borított üvegfonallal szükség esetén az árboc csúcsához kötjük, hogy mechanikailag ellenállóbb legyen a konstrukció. A könnyűfém csövet úgy tudjuk szépen behajlítani, hogy először megtöltjük a belsejét száraz homokkal, és mindkét végén dugóval lezárjuk; csak ezután kezdjük hajlítani valamilyen eléggé szilárd, gömbölyű tárgyon, amelynek megfelelő a görbülete. A közép kemény vagy kemény könnyűfém csöveket azonban előzetesen fel kell melegíteni a hajlítás helyén, ami a szilárdság romlásával jár együtt. Ezért ajánlatosabb inkább egy olyan műhelyre bízni a cső hajlítását, amelyben megfelelő hajlítógép is van.



15.17. ábra. Konstruktív megoldás a tartóárbochoz való egyszerű felerősítésre

A 15.17. ábrán látható módon egyszerű házi eszközökkel is ráerősíthetjük az árboctra az antennát. Egy egyenlő oldalú könnyűfém szögprofil úgynevezett tömlőszalaggal eltolhatóan rászorítunk az árboctra. Ily módon alumínium lemezből

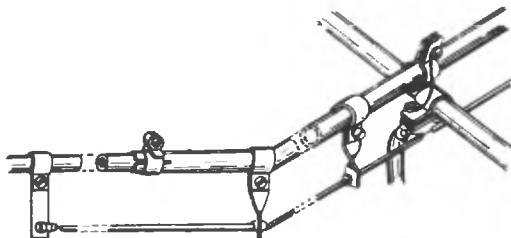
könnyen előállítható bilincsekkel pontosan derékszögben szerelhetjük fel az egymást keresztező vízszintes csöveket. A két átlós cső kereszteződése pontosan egybeesik az antenna geometriai és elektromos közepével. Ebben a pontban kell fémesen összekötni a csöveket egymással és az árboccal. E szerkezeti megoldásban a rögzítő kengyelek kissé kívül esnek a kereszteződési ponton. Ezért legcélszerűbb, ha itt valamilyen tartós szigeteléssel látjuk el az antennacsöveket. A nagyfrekvenciás feszültség ebben a pontban nagyon kicsi, úgyhogy egy vékony szigetelőréteg is elegendő.



15.18. ábra. A felerősítés javított változata

Kitűnő, de amatőr-eszközökkel már nehezebben megvalósítható szerelési módot láthatunk a 15.18. ábrán. Itt minden szigetelést elhagyhatunk, mert a keresztezési pontok pontosan egybeesnek az elektromos nullaponttal és az árbocon a felerősítés helyével.

A táprendszert a 15.19. ábrán figyelhetjük meg. A gamma- és T-illesztéshez jól bevált a PVC-szigetelésű huzal. A huzal nagyjából akkora átmérőjű



15.19. ábra. A gamma-illesztés mechanikai kialakítása