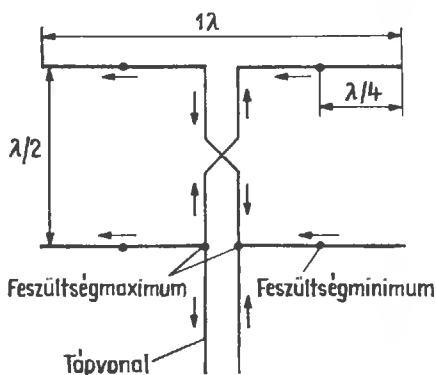


23.

Csoportantennák a 2 m-es sávra

Általában bárhogyan is kapcsolunk össze egyforma antennákat, az ennek eredményeként kapott antennarendszert antennacsoportnak vagy csoportantennának szokás nevezni, de a rádióamatőrök további megkülönböztetést is tesznek. Terminológiájukban a csoportantenna mindig kollineáris dipólusokból (dipólus-sorokból) tevődik össze oly módon, hogy a dipólusok (dipólusrészek) függőleges irányban egymás fölött helyezkednek el, és a polarizáció vízszintes (13.1...13.3 alfejezetek).



23.1. ábra. Négyelemes csoportantenna

E definíció értelmében a legegyszerűbb csoportantenna két, egymás fölé helyezett egészhullámú dipólusból áll (23.1. ábra), mert az egészhullámú dipólus a legegyszerűbb dipólus-sor (két kollineáris félhullámú dipólus). A dipólusrést úgy kapjuk meg, hogy párhuzamosan kapcsolunk egy második egész hullámú dipólust.

A nagyobb antennacsoportokban is az amatőr-gyakorlatban többnyire a legegyszerűbb dipólus-

sorok alkalmazására szorítkozunk, vagyis majdnem mindig vízszintes egészhullámú dipólusokat helyezünk el emeletesen egymás fölé több szintben. Ezen esetben a csoportantenna vízszintes nyílásszögét az antennaszintek számától függetlenül kizárólag csak a felhasznált dipólus-sor vízszintes nyílásszöge határozza meg. Minthogy pedig ez a dipólus-sor normális körülmények között egyetlen egészhullámú dipólus, az ilyen vízszintesen polarizált antennacsoportok vízszintes nyílásszöge kerekén 65° (lásd a 4.2. alfejezetet). Hogy egyoldalas irányhatást kapjunk, és ezzel egyidejűleg növelhessük az antennanyereséget, az ultrarövid hullámú csoportantennákra majdnem mindig reflektorokat vagy ritkább esetekben reflektorfalat is szerelünk. Ezek a reflektorok félhullámú hangolt parazita-elemek. Ily módon kerekén 60° -ra csökkentjük az egész hullámú dipólusok és ezzel együtt az egész antennacsoport vízszintes síkú nyílásszögét.

Mint a 23.1. ábrán láthatjuk, az egészhullámú dipólusokat feszültségmaximumban tápláljuk. Ezért a talpponti ellenállások igen nagy értékűek, és nagymértékben függenek a karcsúsági tényezőtől (4.7. ábra).

Az egészhullámú dipólusok talpponti ellenállása ezenkívül egy kissé attól is függ, hogy milyen széles a táppont elválasztási helye, és hogy a csoportantennán belül mekkora a párhuzamos dipólusok közötti távolság. Az egészhullámú dipólusok rövidülési tényezője szintén a hullámhossz és az átmérő arányától függ, és a 4.7. ábrán közölt görbéről olvasható le.

Az egészhullámú dipólus nagy talpponti ellenállása kedvezően befolyásolja a csoportantenna

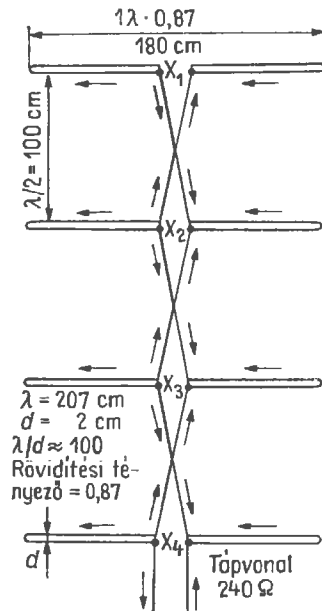
illesztési lehetőségeit, mert több egészhullámú dipólus párhuzamos kapcsolásával sok esetben olyan ellenállást kapunk a közös táppontban, amely lehetővé teszi a tápvezeték közvetlen bekötését. Hátrányos, hogy az egészhullámú dipólust nagyon gondosan el kell szigetelni a táppontban, hiszen itt maximumot ér el a feszültség. Lebeszélünk mindenkit arról a néha javasolt megoldásról, hogy a talppont közelében rögzítse mechanikailag az antennát, mert nedves időben a legjobb szigetelők is nagy veszteségeket okozhatnak. Az egészhullámú dipólus feszültségminimuma körülbelül egy negyedhullámnyi távolságra van a végektől, ezért esetleg ezekben a pontokban rögzíthetjük a teljes egészében fémanyagú antennát. Minthogy azonban az egészhullámú dipólus feszültségeloszlása nem annyira egyenletes, mint a félhullámú dipóluson, az elméleti feszültségminimum helyén is van valami feszültség. A fémes tartószerkezet tehát nem ajánlatos, de elegendő impregnált fából elkészíteni a feszültségek csomópontjában a rögzítő szerkezetet.

23.1. A csoportantennák táplálása

Példákon fogjuk elmagyarázni a csoport sugarzók gerjesztését és illesztését. A 23.2. ábrán látható csoportantenna négy szintből (négy párhuzamos dipólusból), szintenként két kollinearisan, fázisban gerjesztett félhullámú dipólusrészből (egészhullámú dipólusból) tevődik össze. Az antennaelemek d átmérője 20 mm, az üzemi hullámhossz 207 cm. Ezek szerint a hullámhossz és az átmérő aránya $2070 : 20 \approx 100$. A 4.7. ábrából mindegyik egészhullámú dipólusra körülbelül 1100Ω talpponti ellenállást kapunk, a rövidülési tényező $0,87$. Ezekből az adatokból az egészhullámú dipólus geometriai hossza $207 \cdot 0,87 \approx 180$ cm.

A hullámhossz és átmérő megadott arányával mindegyik egészhullámú dipólus talpponti ellenállása kerekén 1100Ω . Négy dipólus van itt párhuzamosan kapcsolva, tehát az X_4 táppontban körülbelül $1100 : 4 = 275 \Omega$ az ellenállás. Az X_4 (illetve X_3 , X_2 vagy X_1) ponthoz tehát tetszés szerinti hosszúságú, de $240 \dots 300 \Omega$ hullámellenállású szimmetrikus kéthuzalos vezeték csatlakoztathatunk oly módon, hogy csak jelentéktelen állóhullám arányt kapjunk. Ha viszont koaxiális kábellel akarjuk táplálni ezt a csoportantennát, a szokásos módon egy félhullámú kerülővezeték kell kialakítanunk. Ez a kerülővezeték elvégzi a kívánt $4 : 1$ arányú ellenállástranszformálást, egy-

úttal szimmetrizál is. Ha a tápponti ellenállásra olyan értékek adódnának, amelyek nem teszik lehetővé a tápvezeték közvetlen csatlakoztatását, valamilyen megfelelő illesztésről kell gondoskodnunk.



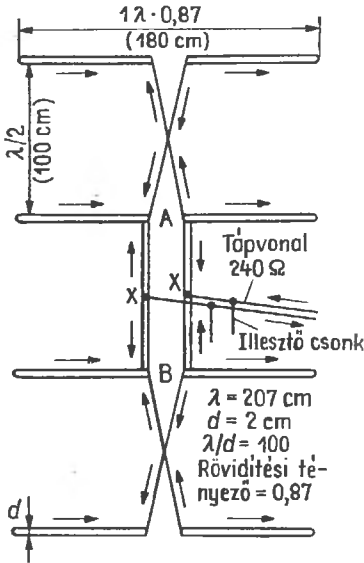
23.2. ábra. Csoportantenna; betáplálás a legszó dipólusban. X_1 , X_2 , X_3 , és X_4 értéke egyenként 1100Ω , az eredő érték az X_4 pontban $1100 : 4 = 275 \Omega$

Ennek az összekapcsolási módnak megvan az a hátránya, hogy az egyes dipólusszintek nem egészen egyidejű gerjesztést kapnak. A tápponttól legtávolabb levő dipólusszint a futási idő következtében valamivel későbbben kapja energiáját, mint a következő szint; ezáltal megváltozik a főnyaláb emelkedési szöge: az antenna „bandszit”. Ezenkívül csökken a sávzélesség.

Az elektromosan előnyösebb központi táplálással egy ugyanilyen csoportantenna a 23.3. ábrán látható. A keresztelés nélküli összekötő vezeték a második és a harmadik szint között $\lambda/2$ hosszúságú; minthogy a tápvezeték e vezeték geometriai középpontjához csatlakoztatjuk, két negyedhullámú transzformátor párhuzamos kapcsolásának kell tekintenünk. Az A és a B pontban két-két szint párhuzamos kapcsolásának megfelelően körülbelül 550Ω impedanciát kapunk. Ha az XX táppontban 240Ω csatlakozási impedanciára van szükségünk, mindegyik negyedhullámú transzformátornak 550Ω -ról 480Ω -ra kell transzformál-

nia. Az A—B összekötő vezeték Z_0 hullámellenállása tehát az (5.31) egyenlet értelmében

$$Z_0 = \sqrt{550 \cdot 480} \approx 510 \Omega.$$

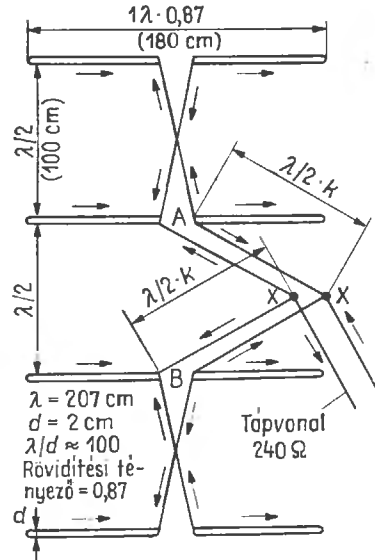


23.3. ábra. Központi táplálású csoportantenna

Az 510 Ω hullámellenállású párhuzamos csővezeték mechanikai ábrázolása azonban nehézségekbe ütközik, mert a párhuzamos csövek között nagy távolságra volna szükség. Ezért a csatlakozó dipólusok szétválasztási helyének megengedhetetlenül szélesnek kell lennie. Ez esetben kizárólag mechanikai szempontok szerint méretezhetnők az A—B vezeték hullámellenállását, és egy illesztő csonkkal lehetne — mint a 23.3. ábrán látható — hozzáilleszteni az XX táppontban kapott ellenállást a tápvezeték hullámellenállásához. A gyakorlatban többnyire kedvezőbb illesztési viszonyok alakulnak ki, mert majdnem mindig hangolt reflektorokkal van dolgunk, márpedig az ilyen reflektorokkal — a közöttük levő távolságnak megfelelően — valamilyen megfelelő értékre hozhatjuk az egyes emeletek (szintek) talpponti ellenállását.

Különösen kedvező megoldású gerjesztést láthatunk a 23.4. ábrán. A negyedhullámú transzformátorokat ez esetben teljesen elhagyjuk, és helyettük félhullámú vezetékdarabokat iktatunk be XX—A és XX—B közé. Ezek a vezetékdarabok, mint tudjuk, 1 : 1 arányban transzformálják az ellenállást. Az előző esetben A és B helyén egyaránt 550 Ω volt a bemeneti impedancia. Ezek az impe-

danciák az XX pontban is megvannak, de itt párhuzamosan csatlakoznak egymáshoz, úgyhogy az eredő ellenállás ebben az XX táppontban most már 275 Ω. Ily módon elhanyagolható illesztési



23.4. ábra. Egy csoportantenna széles sávú táplálása

hibával 240 Ω-os vezetékét használhatunk fel a tápláláshoz. Az áramirányokat jelző nyilakból megállapíthatjuk, hogy az XX—A és XX—B vezetéknek nem szabad keresztveződniük. E vezeték hullámellenállása tág határok között változhat, hiszen $\lambda/2$ elektromos hosszúságú hangolt vezeték-ről van szó. Légszigetelésű párhuzamos huzalokat vagy rövidhullámú szalagkábeleket alkalmazhatunk, de a hosszúság kiszámításában figyelembe kell venni ilyenkor a rövidülési tényezőt is.

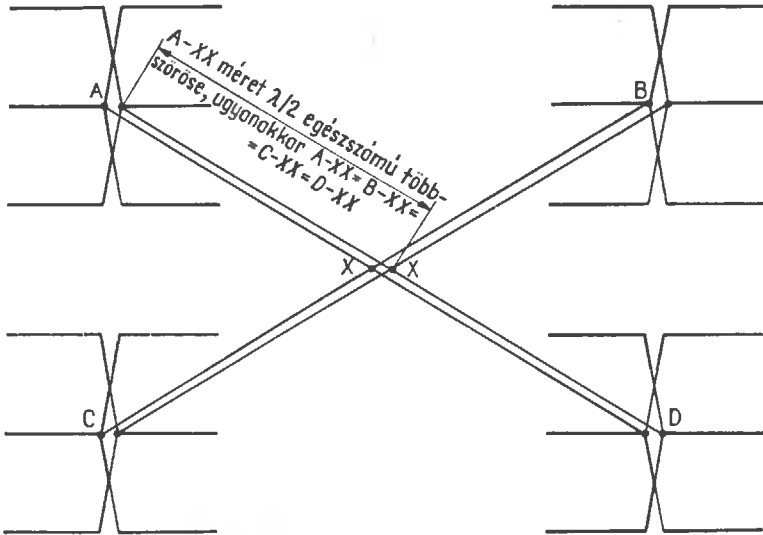
A csoportantennák széles sávú, tökéletesen szimmetrikus táplálására adunk példát a 23.5. ábrán. Ebben az esetben mindegyik félhullámú dipólusfal mögött $\lambda/4$ távolságra egy-egy hangolt félhullámú reflektort kell elképzelnünk. Ily módon körülbelül 900 Ω-ra csökken mindegyik emelet talpponti impedanciája. Kizárólag csak félhullámú vezetékdarabokat használunk fel, olyanokat tehát, amelyek nem transzformálnak, úgyhogy a táppontban négy különálló ellenállás párhuzamos kapcsolásának eredőjeként körülbelül 225 Ω csatlakozási impedanciát kapunk (az XX pontban).

Mint már említettük, a hangolt félhullámú vezetékdarabok hullámellenállása nem sokat számít, a fontos csak az, hogy figyelembe vegyük a k rövidülési tényezőt (légszigetelésű párhuzamos

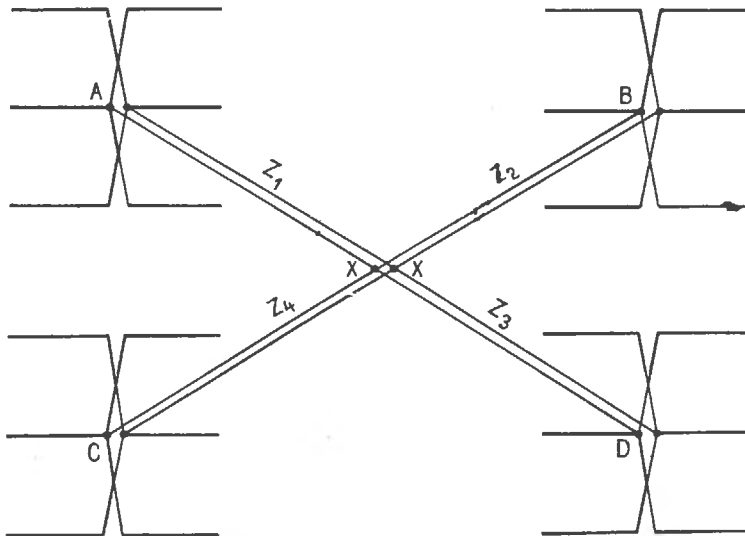
ugyanúgy rendezzük el az egyes csoportokat, mint a 23.7. ábrán. Az illesztett Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 vezeték tetszés szerinti hosszúságúak lehetnek, és nincsenek semmilyen kapcsolatban a hullámhosszal. Egymás között azonban egyenlő hosszúak legyenek.

A követelmények a következők:

- Az egyes csoportok elektromosan és mechanikailag pontosan egyezzenek meg egymással, úgyhogy az A, B, C, D csatlakozási pontok mindegyikében ugyanakkora legyen a bemeneti ellenállás.
- Az összekötő vezetékek Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 hullám-



23.7. ábra. Egy felosztott csoportantenna szimmetrikus táplálása hangolt összekötő vezetékekkel. Az XX táppont ellenállása az egyik különálló csoport A pontjában mérhető ellenállás negyedével egyenlő (az A, B, C, D pontokban egyenlő ellenállások mérhetők)



23.8. ábra. Egy felosztott csoportantenna szimmetrikus gerjesztése illesztett vezeték útján; Z_1 hullámellenállás ($= Z_2 = Z_3 = Z_4$); az XX táppont ellenállása $= 1/4 Z_1$

ellenállása pontosan egyezzen meg az A, B, C, D pontokban mérhető talpponti ellenállással, vagy pedig egyforma illesztő tagokat kell beiktatni az összekötő vezetékek és a talppontok közé.

— Ezeket a vezetékeket nem szabad keresztezni (elcsavarni, megsodorni). Ügyeljünk tehát arra, hogy az XX pontban az egymásnak megfelelő sugárzófeleket kössük össze egymással.

Mínt hogy ez esetben a XX pontban párhuzamosan kapcsolunk négy azonos hullámmellenállású szimmetrikus vezetéket, a csatlakozási impedancia ebben a pontban a kérdéses összekötő vezetékek hullámmellenállásának csak a negyedrésze lesz egyenlő.

Ha az egyes csoportok bemeneti ellenállása az A, B, C, D pontokban külön-külön például 240Ω , Z_1 , Z_2 , Z_3 , Z_4 helyén azonos hosszúságú, 240Ω hullámmellenállású vezetékdarabokra van szükség. Az XX pontban ekkor 60Ω tápponti impedanciát kapunk. Ez az érték azt jelenti, hogy egy szimmetrizáló tagon keresztül koaxiális kábellel csatlakozhatunk. Q-match alkalmazásával azonban bármilyen más tápvezetéknek megfelelően transzformálhatjuk az impedanciát.

A hangolt és illesztett összekötő vezetékek és negyedhullámú transzformátorok jól átgondolt együttes alkalmazásával és elrendezésével terjedelmes dipólusfelületeket is lehet fázishelyesen gerjeszteni és impedanciahelyesen táplálni. Rá kell azonban még mutatnunk arra, hogy frekvenciafüggő tagok helyett lehetőleg inkább illesztett vezetékeket alkalmazzunk, mert a frekvenciafüggés beszűkítheti a sávot. Frekvenciafüggő minden hangolt vezetékdarab. Az is igaz azonban, hogy a frekvenciában viszonylag keskeny amatőrsávokban nem kerülnek annyira előtérbe a sávzélességi kérdések, mint például a tv-antennák sávjában.

23.2. Reflektoros csoportantennák

A csoportantennák felületére merőleges irányban tapasztalható kétoldalas sugárzás reflektorok alkalmazásával egyoldalas — csak az egyik irányban ható — fősugárzássá alakítható át. Az antennanyereség ily módon átlagosan 3 dB-rel nő meg. Ezzel egyidejűleg a reflektorok következtében megváltozik a rendszer talpponti ellenállása.

A reflektorok távolságának szokásos értéke $0,1 \dots 0,3$ hullámhossz. Ha $0,25\lambda$ ez a távolság, a rendszer talpponti ellenállása csak jelentéktelen mértékben (körülbelül 20%-kal) csökken, míg

$0,1\lambda$ reflektortávolság már közel 75%-kal csökkenti a bemeneti ellenállást. A legnagyobb antennanyereséget akkor kapjuk, ha a reflektorok távolsága $0,15\lambda$; $0,1\lambda$ és $0,3\lambda$ között legfeljebb 0,8 dB-rel ingadozik az antennanyereség.

A reflektorok távolságának változtatásával egy kissé még helyesbíthetjük a csoportantenna csatlakozási impedanciáját. A következő példákban azonban szerkezetileg lemondunk erről a lehetőségéről. Mindegyik dipólus-soron belül minden félhullámú szakasz mentén egy-egy hangolt félhullámú reflektorra van szükség. A megszakítatlan egészhullámú dipólusok nem felelnek meg, mert nem lehet fázisban gerjeszteni őket. Az ultrarövid hullámok tartományában a

$$\text{reflektorhossz} = \frac{152\,000}{f} \quad (23.1)$$

képlet elég pontosan megadja a rúd alakú félhullámú reflektorok geometriai hosszát. Az f frekvenciát itt MHz-ben kell behelyettesíteni, a reflektor hosszát mm-ben kapjuk meg.

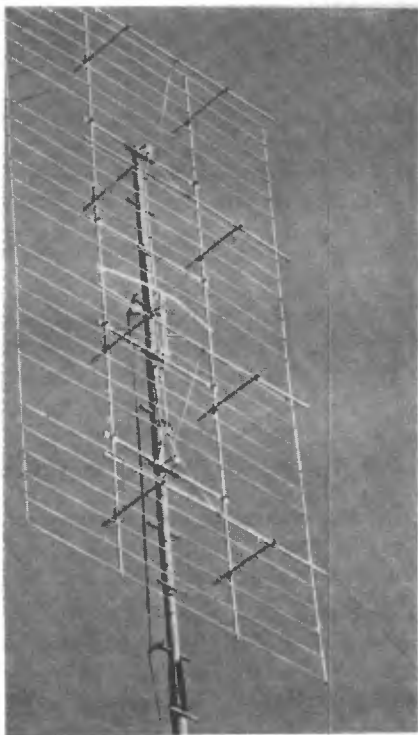
A reflektor és a gerjesztett elem általában ugyanabból az anyagból készül, és általában egyezik az átmérőjük is.

23.3. Reflektorfalas csoportantennák

A felületreflektorok ultrarövid hullámon még kissé nehezkeseek, ezért inkább csak a deciméteres hullámokon alkalmazzuk őket. A dipólusfelület mögött elhelyezett visszaverő fémfalnak minden irányban legalább egy félhullámhosszal nagyobb-nak kell lennie a sugárzó felületnél. A rúdszerű reflektorral ellentétben a reflektorfal nem függ össze az üzemi hullámhosszal. Ezért egy adott reflektorfal előtt több, különböző üzemi frekvenciájú sugárzót is el lehet helyezni. A vaslemezből készített reflektorfalak különösen jól csillapítják a hátrafelé irányuló sugárzást. Mínt hogy azonban nagy méretek esetén igen nagy a szélellenállásuk, többnyire inkább csak valamilyen huzalszővedéket vagy vízszintes rudakból álló felületet alkalmazunk helyettük. A rudak közötti távolságnak és a hálóban a lyukbőségnek nem szabad nagyobb-nak lennie a hullámhossz huszadrésznél. A bizonytalan érintkezések megszüntetésére össze kell forrasztani a háló (szővedék) szemeit; az ismert horganyozott ktrechuzalon már megvan ez a forrasztás.

A dróthálót lehetőleg úgy kell kifeszíteni, hogy a megsodrott sarkok párhuzamosak legyenek a

sugárzó hossz méretével (vízszintes polarizáció esetén tehát vízszintesek legyenek). A 23.9. ábra szerinti párhuzamos csövekből álló reflektorfelület ritka az amatőr-gyakorlatban, ugyanis drága, és a sokkal olcsóbb dróthálós reflektorfalhoz képest elektromosan alig van valami előnye.



23.9. ábra. Reflektorfal elé szerelt nyolcelemes csoport sugárzó DI 6 MH szerint

Körülbelül $0,65\lambda$ a reflektorfalnak az a távolsága, amely a lehető legnagyobb antennanyereséget eredményezi, de a hátrasugárzási csillapítás szempontjából nem ez a legkedvezőbb érték, mert az aránylag nagy távolság folytán megkerülheti a kisugárzott energiának egy része a reflektorfelületet. Az egyszerű mechanikai felépítés és jó hátrasugárzási csillapítás érdekében többnyire $0,1\lambda$ és $0,3\lambda$ között szokás felvenni a reflektor és a sugárzó közötti távolságot. Érdeemes megjegyezni, hogy amikor körülbelül $0,2\lambda$ a sugárzófal és a reflektorfal közötti távolság, a sugárzó rendszer talpponti ellenállása alig változik. Ha közelebb kerül a reflektorfal a sugárzóhoz, csökken a bemeneti ellenállás.

A rúd alakú hangolt reflektor átlagosan 3 dB-el növeli meg az antennanyereséget, az eléggé nagy méretű reflektorfallal viszont 7 dB javulás is el-

érhető. Még nagyobb nyereséget sarokreflektorfallal, parabolareflekttal és hasonló, különleges alakú felületekkel kapunk.

A 23.9. ábrán példaként egy rúdszerű elemekből felépített reflektorfal elé szerelt nyolcelemes csoport sugárzót mutatunk be.

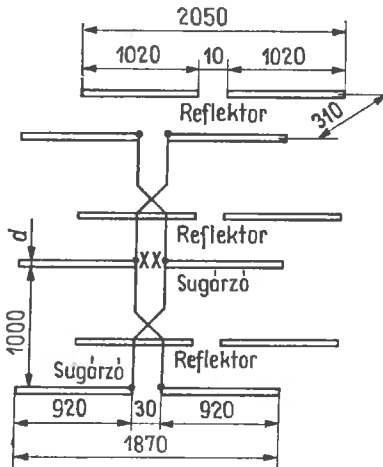
23.4. A csoportantennák a gyakorlatban

Az évek folyamán kialakult a 2 m-es amatőrök körében egy szabványos megoldás: a 16-elemes csoportantenna. A csoport sugárzók minden lehetséges szerkezeti kialakításának figyelembevételével ez a leggyakrabban megépített antenna. Sokkal ritkább például a 12-elemes csoport, 24, 32 vagy 48 elemet imitt-amott még találunk; csak szórva fordul elő, mert az elemek számának növelésével egyre kisebb mértékben nő az elérhető teljesítmény. Nagyon stabil tartószerkezetet kell építeni hozzá, nagy a szélellenállás, és az ilyen terjedelmes konstrukciók forgathatóságának megoldása mechanikai nehézségekbe ütközik. Elektromosan tekintve a viszonyokat, nincs semmi különös az ilyen mammutcsoportok szerkezetében, hiszen általában mindig a „12-es csoportok” vagy a bevált „16-os csoportok” ésszerű összekapcsolásáról van szó.

23.4.1. A 12-elemes csoportantenna

Mint a 23.10. ábrán látjuk, a „12-es csoport” három egész hullámú dipólust és hangolt félhullámú reflektorokat tartalmaz. Ezek az antennaelemek egymástól $\lambda/2$ távolságban három szinten egymás fölött helyezkednek el. A reflektortávolság $0,15\lambda$, az antennanyereség körülbelül 9,5 dB. Az XX táppontban kerekén 240Ω a csatlakozási impedancia értéke. E központosan táplált csoport sávzélessége 145 MHz környékén 15 MHz fölött van, tehát többszörösen meghaladja a 2 MHz-es amatőr-gyakorlati sávzélességet. A szintek közötti összekötő vezetékek keresztezik egymást, és a keresztezési pontban gondosan kell elszigetelni egymástól a huzalokat. Minthogy $\lambda/2$ elektromos hosszúságú vezeték szakaszokról van szó, a huzalok átmérőjének és a közöttük levő távolságnak nincs különösebb jelentősége. Egyébként nem szabad túlságosan vékonyra venni a huzalokat, mert állóhullámok alakulnak ki rajtuk.

Az antennaelemekre megadott átmérőértékeket lehetőleg tartsuk meg, mert az egészhullámú dipólusok talpponti ellenállása és hossza nagymértékben függ a karcsúsági foktól. Általában gömbölyű alumínium rudakból vagy könnyűfém anyagú



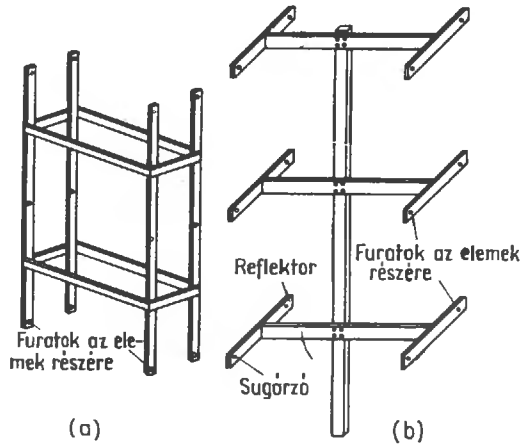
23.10. ábra. A 2 m-es sávra méretezett 12-elemes csoportantenna

csövekből készítjük el az elemeket. Elektromos szempontból nincs különbség közöttük. Az összekötő vezetéseket ebben az esetben könnyűfém anyagú, 3...6 mm átmérőjű huzalokból kell kialakítani, mert például az alumínium és a réz érintkezési felületén elektrolitosis bomlási folyamatok mennek végbe. Különösen nagyon ügyeljünk a biztos érintkezést adó kötésekre, és védjük meg őket a nedvesség ellen (például belakozzuk vagy műanyag fóliával vesszük körül a kötés helyét). Ha a gerjesztett antennaelemeket rézcsőből készítjük el, az összekötő vezetéseknél is rézből kell lenniük, és forrasztással kell csatlakozniuk az antennaelemhez. A reflektorokat mindig könnyűfém-ből állítjuk elő.

Általában 1,5 állóhullámarányt kapunk a tápvezetéken, de a reflektorok távolságának utólagos állítgatásával javíthatjuk még ezt az értéket.

Mínt hogy a feszültségminimum helyén szigetelni kell az antennaelemeket, a faállványok elektromosan és mechanikailag is kedvezőek. Fenyőfából, száraz, göcsmentes, gyalult tetőlecekből állítsuk össze ezt a tartókeretet, és jól itassuk át xilamonnal, karbolineummal, lenolajjal vagy valamilyen hasonló impregnáló folyadékkal. A kivitelezésre két példát a 23.11. ábrán láthatunk.

A felosztott csoportantennákra vonatkozólag a 23.1. alfejezetben közölt tanácsok figyelembevételével több ilyen „12-es csoportot” nagyobb egységgé foghatunk össze, és az egész rendszert illesztett vezetékekkel táplálhatjuk.



23.11. ábra. Tartókeret a 12-elemes csoportantenna-hoz:

(a) különösen stabil keret; (b) könnyű szerkezet

Mechanikai és elektromos adatok a 23.10. ábrához

Az antennaelemek átmérője: $d = 6 \dots 10$ mm
Az összekötő vezetékek átmérője körülbelül 3 mm (nem kritikus érték)

Az antenna magassága kerekén $2000 \text{ mm} = 1\lambda$
Talpponti ellenállás az XX pontban 240Ω (szimmetrikus)

Antennanyereség nagyjából 9,5 dB
Hátrasugárzási csillapítás körülbelül 14 dB

Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 60^\circ$
Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 50^\circ$

23.4.2. A 16-elemes csoportantenna

Ha a „12-es csoport” három szintjéhez hozzáveszünk egy negyedik emeletet is, 16-elemes csoportantennát kapunk (23.12. ábra). A vízszintes síkban változatlan marad a sugárnyalábszélessége, a függőleges síkban viszont még kisebb lesz a nyílásszög. Az antennanyereség ezáltal körülbelül 1 dB-lel megnő, és kerekén 10,5 dB-t ér el.

A második és a harmadik szint közötti A—B összekötő vezetéket nem keresztezzük, hanem úgy alakítjuk ki, hogy a két negyedhullámú transz-

A példákban $\lambda/2$ a szintek közötti távolság, mert a félhullámú összekötő vezeték eleve megszabta ezt az értéket. A legnagyobb antennanyereséget azonban akkor kapjuk meg, ha körülbelül $0,65\lambda$ a távolság két párhuzamos félhullámú vagy egészhullámú dipólus között. Ez az optimális távolság az antenaszintek számától is függ, mégpedig a következőképpen:

két szint	— $0,65\lambda$ távolság
három szint	— $0,75\lambda$ távolság
négy szint	— $0,80\lambda$ távolság
öt szint	— $0,83\lambda$ távolság
hat szint	— $0,86\lambda$ távolság
nyolc szint	— $0,90\lambda$ távolság

Ezek itt mind csak közelítő értékek. A szintek közötti legkedvezőbb távolságot egészhullámú összekötő vezeték alkalmazásával érjük el. Mint-hogy azonban 1λ -nál mindig kisebb a szintek közötti távolság, a hosszitöbblet kiegyenlítése végett mindig kerülőúton kell vezetnünk az egészhullámú vezetékét, amire két kivitelezési példát a 23.14. ábrán láthatunk.

A 23.14.(a) ábra szerinti módszer kissé előnyösebb a b szerintinél, mert a kéthuzalos vezeték mindenhol $\lambda/4$ távolságra, vagyis a feszültség-

minimumok helyén kell rögzíteni. Ily módon rövid kis támszigetelőket használhatunk fel, hiszen a szigetelésnek nem kell különösebb követelményeket kielégítenie. A 23.14.(b) ábrán félhullámnyira, vagyis a feszültségmaximumban rögzítjük a vezetékét, itt tehát nagyon jó minőségű támszigetelőkre van szükség. Az egészhullámú vezeték méretezésében a rövidülési tényezőt is figyelembe kell vennünk. Ez a tényező a párhuzamos huzalokból álló légszigetelésű vezetékre $0,975$, a párhuzamosan vezetett vastagabb csövekre vonatkozólag pedig, ugyancsak levegődielektrikum feltételezésével $0,95$. Ezeken kívül azonban ultrarövid hullámú szalagvezetéseket, szimmetrikus tömlővezetéseket vagy árnyékolt, szimmetrikus kéthuzalos vezetéseket is felhasználhatunk erre a célra. Rövidülési tényezőjük következtében kerülőutak nélkül vezethetjük az ily módon megrövidülő egészhullámú vezetékét. (A rövidülési tényező értéke a kábelfajtától függően $0,65 \dots 0,85$.) A félhullámú összekötő vezetékkel ellentétben az egészhullámú vezetékét nem szabad keresztezni, ha egyező fázisban akarjuk gerjeszteni a sugárzókat.

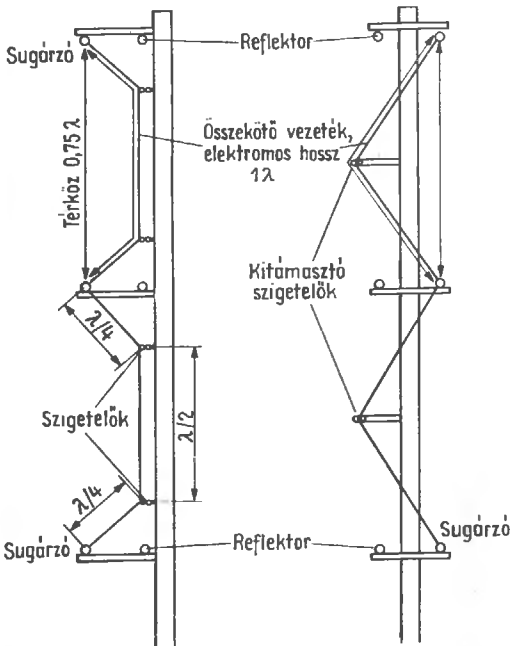
Az egymás fölött elhelyezett félhullámú dipólusok talpponti ellenállása csökken, és a legkisebb értéket akkor éri el, ha optimális a szintek közötti távolság. A csoportantennákban általában használatos egészhullámú dipólusokkal fordított a helyzet: a szintek közötti távolság legkedvezőbb beállításával csökken az egészhullámú dipólusok talpponti ellenállása.

A 23.15. ábrán amatőrök által mintaszerűen megépített csoportantennákat láthatunk.

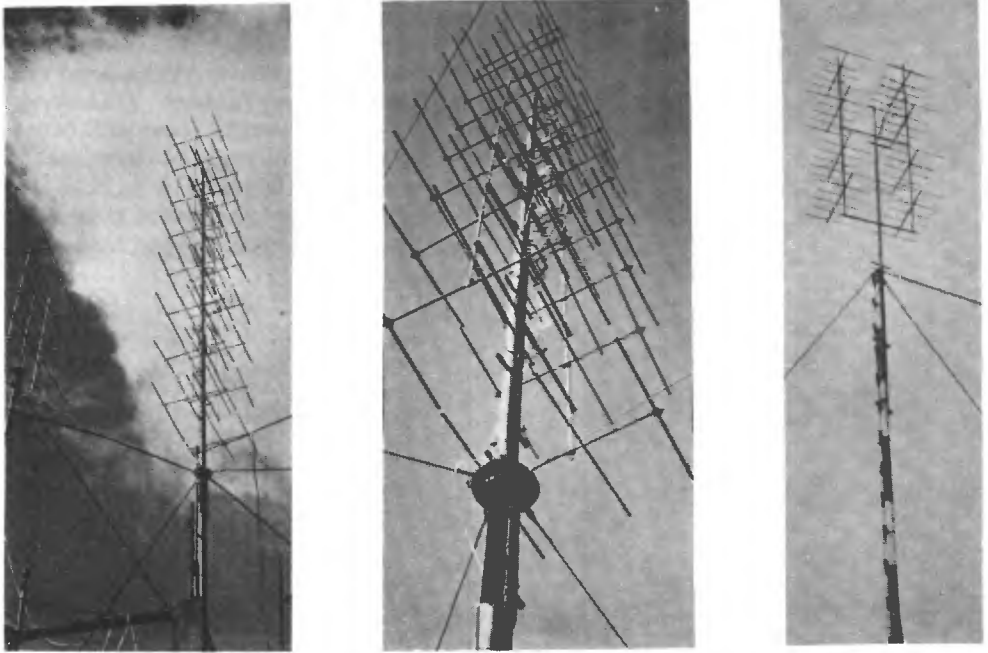
23.4.3. HB 9 CV csoportantennája

Kis ráfordítás, nagy antennanyereség és csekély szélférhelés jellemzi a HB 9 CV-antennát. Kézenfekvő tehát, hogy csoportantennában hasznosítsuk a 22.1.2. pontban ismertetett sugárzót. DM 2 AWD egy olyan négyes csoportot állított össze a HB 9 CV-sugárzókból, amely sokkal kevesebb anyag felhasználásával 9/9 felépítésű Yagi-antennával ér fel.

A felhasznált HB 9 CV-rendszerek a 22.2. alfejezet szerint 60Ω tápponti ellenállásra készültek. A 23.16.(a) ábra szerinti csoportos felépítésben 1250 mm a távolság függőleges irányban az A és a B, továbbá a C és a D elem között; ezek a távolságok a hullámhossz $0,6$ -szeresének felelnek meg, tehát nagyjából optimálisak (a legkisebb



23.14. ábra. Égészhullámú vezeték a szintek közötti optimális távolság megvalósítására:
(a) és (b) konstrukciós példák



23.15. ábra. Mintaszerűen megépített csoportantennák:

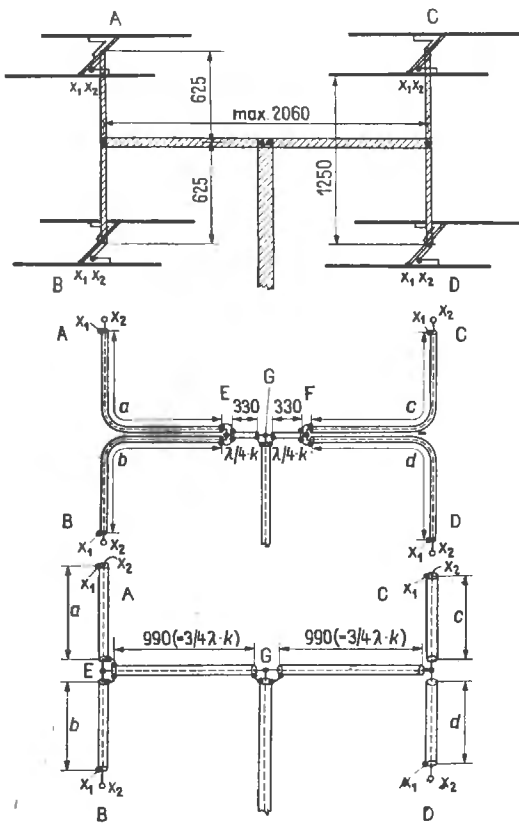
(a) DL₆ MH 48-elemes csoportantennája; balra mellette egy 12-elemes csoport; (b) DI 6 MH 48-elemes csoportantennája; (c) DJ 3 EA 48-elemes csoportantennája

távolság $0,5\lambda$). Oldalirányban a távolság A és C, továbbá B és D között középvonaltól középvonaltig mérve $2060 \text{ mm} (= \lambda)$. Az antennacsoport teljes egészében fém anyagú.

Nagyon egyszerű és ésszerű e négy csoport táplálása és gerjesztése, ugyanis erre a célra szimmetriahelyesen és impedanciahelyesen kizárólag csak 60Ω -os koaxiális kábelt használunk fel. A rendszer gerjesztését érzékeltető 23.16.(b) és (c) ábrán az áttekinthetőség kedvéért csak azokat a vezetékeket tüntettük fel, amelyeknek X_1 és X_2 végén csatlakoznak a mindenkori HB 9 CV-egységek. Mindegyik vezeték szakasz ugyanabból a 60Ω -os kábeltől van, akár csak a G középső ponthoz csatlakozó tápkábel.

Abból indulunk ki, hogy mind a négy különálló rendszerben (A, B, C, D) a talpponti ellenállás 60Ω . Az a, b, c, d kábeldarabok ily módon a megfelelő X_1, X_2 táppontokhoz csatlakoztathatók, ellenállásillesztés áll fenn, és a talpponti impedanciák függetlenek a vezeték hosszától, az E és F vezetékvégeken is változatlanok. Így tehát az a, b, c, d vezeték szakaszok tetszés szerinti hosszúságúak lehetnek, és teljes mértékben igazodhatnak a mechanikai követelményekhez. A fontos csak az,

hogy egymás között pontosan egyenlő hosszúak legyenek ezek a vezetékdarabok, mert egyébként eltérnének egymástól a futási idők, és ennek következtében fáziseltolások mutatkoznának. A vezeték hossza, például a 23.16.(b) ábrán a, b, c és d a gyakorlatban 1285 mm , a 23.16.(c) szerinti változatban pedig 625 mm lehet. Az E és az F pontban párhuzamosak egymással az a, b és c, d vezetékek. E párhuzamos kapcsolás folytán az egyenként 60Ω -os ellenállások eredője az E és az F pontban $30\text{--}30 \Omega$. Az E és G, továbbá az F és G között negyedhullámú transzformátor van (lásd a 6.5. alfejezetet); ezek a transzformátorok is 60Ω -os koaxiális kábeltől készülnek, és elektromos hosszuk $\lambda/4$ [23.16.(b) ábra]. Ugyanígy transzformálnak azonban azok a vezetékdarabok is, amelyeknek elektromos hossza a negyedhullám páratlan többszöröse. Ezért a 23.16.(c) változatban elektromosan $3\lambda/4$ hosszúságú transzformáló vezetékét alkalmazunk. A légkamrák nélküli polietilén dielektrikummal körülvevett, 60Ω hullámellenállású kábelek $k = 0,66$ rövidülési tényezőjének figyelembevételével a 23.16.(b) ábra szerinti két negyedhullámú transzformátor mechanikai vezeték hossza egyenként 330 mm ($0,66\lambda/4$). Az ezzel elekt-



23.16. ábra. Vízszintesen polarizált HB 9 CV-csoport. Mechanikai felépítés és tápvezetékrendszer

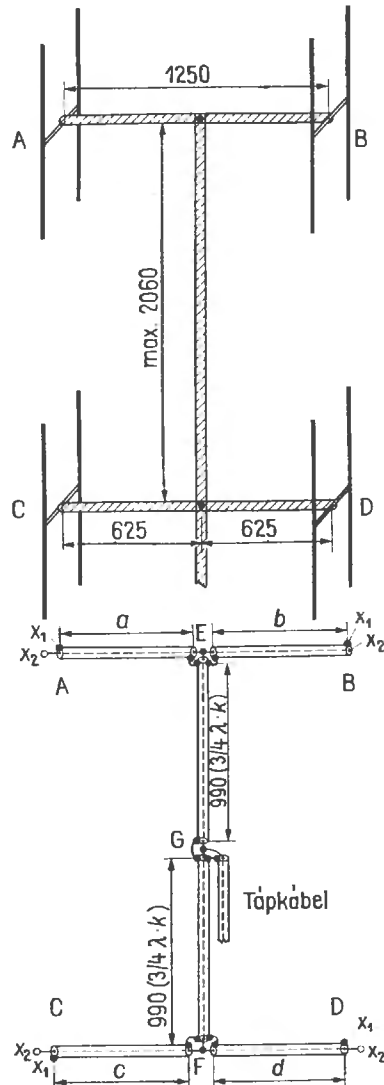
romosan egyenértékű másik változatban [23.16.(c) ábra] egyenként 990 mm ($3\lambda/4 \cdot 0,66$) hosszúak a vezetékdarabok. A negyedhullámú transzformátorokra érvényes

$$Z_{kim} = \frac{Z^2}{Z_{bem}}$$

összefüggésből megállapíthatjuk, hogy mindegyik transzformátor $Z_{kim} = 120 \Omega$ impedanciát transzformál a G pontba ($Z_{kim} = 60^2/30 = 120 \Omega$). Mínthogy azonban a G középső táppontban megint párhuzamosan kapcsoljuk a két impedanciát, végeredményben 60Ω központi csatlakozási ellenállást kapunk. Ily módon megfelelő impedanciával csatlakoztathatjuk a 60Ω -os tápkábelt a G ponthoz, helyes illesztéssel azonos fázisban fogjuk gerjeszteni a négy különálló rendszert. Az azonos fázisú gerjesztéshez még arra is ügyelnünk kell, hogy az egyes HB 9 CV-egységeken a kábelsat-

lakozásokhoz legközelebb eső gamma-tagok mind ugyanarra az oldalra mutassanak.

Az E, F, G összekötési pontokban minden befutó külső vezetőt, továbbá minden belső vezetőt is össze kell kötni egymással, és gondoskodni kell e pontok korróziómentes lezárásáról (valamilyen műanyagragasztóval vagy öntögyantával vonjuk be az összekötési helyeket). A 23.16.(c) ábra szerinti, elektromosan egyenértékű gerjesztési rendszer valamivel előnyösebb, mert kevesebb kábelt igényel.



23.17. ábra. Függőlegesen polarizált HB 9 CV-csoport. Mechanikai felépítés és tápvezetékrendszer

Az A, C, továbbá a B, D pontok közötti, 1λ nagyságú vízszintes távolságok folytán meglehetősen kicsi, mindössze 30° körüli a vízszintes síkban a csoportok nyílásszöge. Ugyanakkor azonban — a viszonylag nagy távolság miatt — két jelentős melléknyaláb is megjelenik a vízszintes síkban felvett diagramon. Előnyösebb tehát $0,6 \dots 0,7$ hullámhossznyira (= $1250 \dots 1450$ mm-re) csökkenteni ezeket a távolságokat, ebben az esetben ugyanis eltűnnek a melléknyalábok, és a vízszintes síkban körülbelül 40° -ra megnő a nyílásszög. Ily módon kisebb lesz a rendszer, tehát tovább csökken a szélellenállása. A függőleges nyílásszög kerekén 55° , és 11 dB antennanyereségre számíthatunk.

HB 9 CV négyes csoportantennája, mint a 23.17. ábrán látható, függőleges polarizációval is jól használható. Az itt bemutatott mechanikai felépítés folytán nem fogja kedvezőtlenül befolyásolni a fémes tartószerkezet a sugárzási viszonyokat. E változatban is érdemes 2060 mm-ről körülbelül 1450 mm-re csökkenteni a függőleges távolságot, és mechanikai okokból ajánlatos a 23.16.(b) ábra szerint elektromosan $\lambda/4$ hosszúságúra (egyenként 330 mm-re) venni értelemszerűen a transzformáló vezeték szakaszokat. Függőleges polarizációval a vízszintes síkban 55° , a függőleges síkban pedig körülbelül 40° a nyílásszög. Ebben az esetben is 11 dB nyereséggel számolhatunk.

24.

Yagi-antennák és csoport sugárzók a 70 cm-es amatőrsávra

A deciméteres hullámok tartományában, amelyen belül a 70 cm-es sáv az amatőrök rendelkezésére áll, általánossá vált a hosszú Yagi-antenna. E sávban még mindig kevés amatőrállomást lehet találni, úgyhogy általában nem érdemes nagyon bonyolult antennarendszerekkel kísérletezgetni. Ezért hát elsősorban olyan antennát keresünk magunknak, amellyel a lehető legkedvezőbb anyag és munka árán a lehető legnagyobb antennanyereséget kapjuk. Ezeket a követelményeket legjobban a hosszú Yagi-antenna elégíti ki. Annak a kifogásnak, hogy a vízszintes síkban nagyon kicsi a nyílásszög, a 70 cm-es amatőrsávban aligha van gyakorlati jelentősége, hiszen a legtöbb 70 cm-es összeköttetést ugyanazzal az ellenállomással létrehozott 2 m-es QSO előzi meg, vagyis többnyire ismerjük már előre a 70 cm-es partner hívójelét és helyét is, tehát ennek megfelelően be tudjuk állítani az antennánkat. Gyakorlatilag minden 70 cm-es amatőr a lényegesen sűrűbben benépesített 2 m-es sávban is dolgozik, és ebben az utóbbi sávban készül fel a 70 cm-es összeköttetésekre.

A 70 cm-es közelforgalomban rövid Yagi-antenna is megfelel. Aki végül is nem akarja gyakran forgatgatni antennáját, jól használható sugárzót kap a csoportantennában.

A deciméteres hullámokon rohamosan növekszenek a frekvenciafüggő veszteségek. Szigetelőket lehetőleg ne használjunk, még a kitűnő minőségűeket is kerüljük, mert erre a célra még mindig a levegő okozza a legkisebb veszteségeket. A tápvezeték a lehető legrövidebbre vegyük. Az ultrarövid hullámú szalagvezeték a legjobb esetben is legfeljebb átmenetileg, a hordozható állomásokhoz és csak szép időben használható. A helyhez kötött

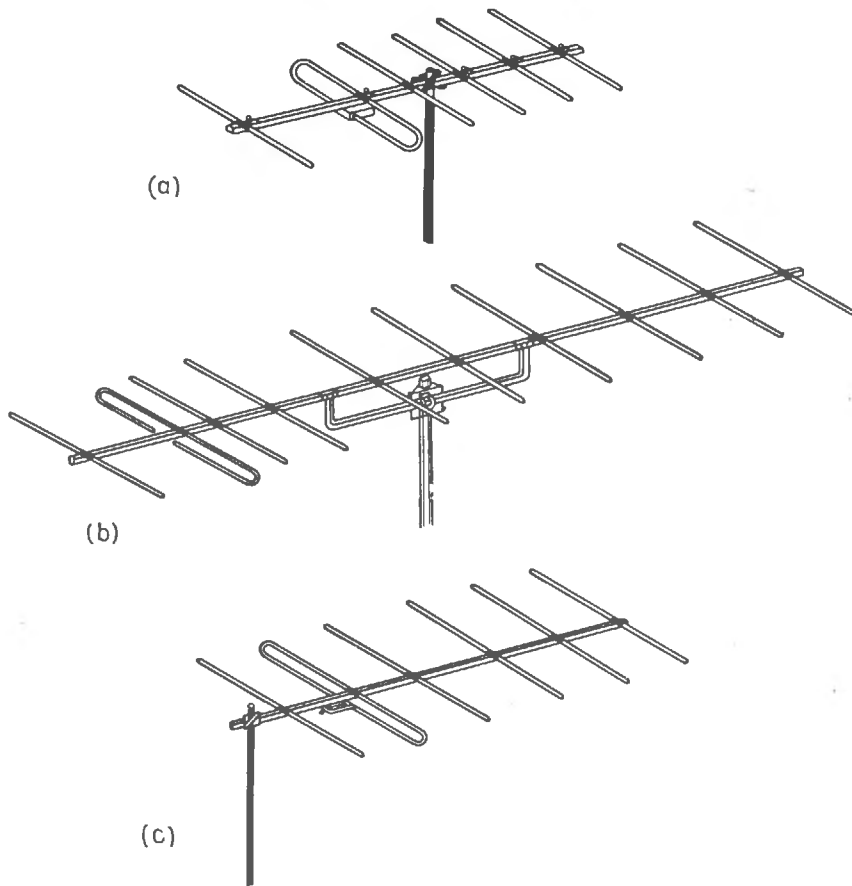
berendezésekhez kizárólag csak a legjobb minőségű (lehetőleg nagy légtérű) koaxiális kábel jön számításba.

A deciméteres hullámú antennák mechanikai felépítésében különösen nagyon ügyeljünk arra, hogy ne torzulhasson el a sugárzási tér. Ilyen torzításokat célszerűtlenül felszerelt fémrészek idézhetnek elő. Itt elsősorban az antennaárbocra gondolunk; ne nyúljon át az elemek között, és ne álljon oldalt az antennaelem tartója mellett.

A 24.1.(a) ábrán nem követendő példával érzeltetjük ezt a két hibát. Az ultrarövid hullámokon nagyon gyakori és meg is engedhető ez a felerősítési mód, a deciméteres hullámokon viszont lényegesen rontja az antenna tulajdonságait. A 70 cm-es rövid Yagi-antennákat közvetlenül rászerezhetjük egy aránylag vékony függőleges csőre, ha ügyelünk arra, hogy az antennaelemek tartója közvetlenül az antennaárboc csúcsára kerüljön, vagyis ne álljon ki oldalt az árbocból.

A hosszabb Yagi-antennákat a 24.1.(b) ábra szerint egy különálló keresztartóhoz erősítjük. Ebben az esetben is fontos, hogy a keresztartó és az antennaelemek tartója egymás fölött helyezkedjen el a felerősítés helyén.

Elektromosan a legkedvezőbb viszonyokat akkor kapjuk, ha a deciméteres hullámú antennát a 24.1.(c) ábra szerint teljes egészében a függőleges árboccső elé szereljük. A 70 cm-es Yagi-antennákat elvileg tisztán fémből alakítjuk ki. A következőkben közölt méretezési adatok mind csupafém konstrukcióra vonatkoznak. Ha más adatot nem közlünk, az antennaelemek tartójának átmérője 15 és 25 mm között lehet. Minden adat mm-ben értendő.

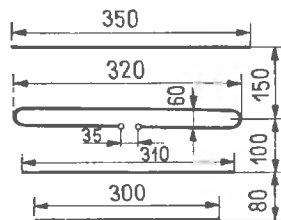


24.1. ábra. A deciméteres hullámú antenna rászerezése a függőleges tartócsőre:
 (a) hibás elrendezés, a tartórúd átnyúlik az antennaelemek között, ezenkívül oldalt eléli; (b) kedvező megoldás, keresztirtóra szerelt antenna; (c) a legkedvezőbb megoldás, az antenna a függőleges tartócső előtt helyezkedik el

24.1. Egy négyelemes, nagy sáv szélességű Yagi-antenna

A körülbelül 400 MHz-től 470 MHz-ig terjedő frekvenciatartományon belül jól használható a 24.2. ábra szerinti négyelemes Yagi-antenna. Talponti ellenállása nagyjából 240Ω , és a már ismert okok miatt egy félhullámú kerülővezeték közbeiktatásával (lásd a 7.5. alfejezetben) kell bekötni a koaxiális kábelből kialakított tápvezetékét. Ha a kerülővezetékét a 0,66 rövidülési tényezőjű szokásos koaxiális kábelből készítjük el, a vezeték geometriai hossza 228 mm. Ha viszont nagy légterű dielektrikummal szigetelt, különösen kis veszteségű (például 60—7—3 típusú) koaxiális kábelt hasz-

nálunk fel erre a célra, a rövidülési tényező körülbelül 0,77 értékű, úgyhogy a kerülővezeték geometriai hosszát 266 mm-re kell vennünk. Ebben a frekvenciatartományban nem kell attól félnünk, hogy a kerülővezeték beszűkíti a sáv szélességet.



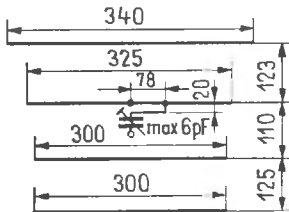
24.2. ábra. Négyelemes, széles sávú Yagi-antenna 435 MHz-re

Mechanikai és elektromos adatok

- Az antennaelemek átmérője 4...8 mm
- Az antenna hossza 335 mm
- A talpponti ellenállás szimmetrikus és kb. 240 Ω
- Antennanyereség: kb. 6,5 dB
- A hátrasugárzási csillapítás kb. 14 dB
- Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 60^\circ$
- Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 100^\circ$

24.2. A négyelemes, gamma-illesztésű Yagi-antenna

Ehhez a 70 cm-es antennához közvetlenül lehet koaxiális kábellel csatlakozni, és a gamma-illesztés révén eleve aszimmetrikus a táppont. A körülbelül 6 pF legnagyobb kapacitású trimmer sorba van kapcsolva a kábel belső vezetőjével, és feladata — mint már elmagyaráztuk — a gamma-illesztéssel előidézett induktív meddő összetevő kompenzálása. Ez az antenna elsősorban a hordozható állomásokhoz ajánlható (24.3. ábra).



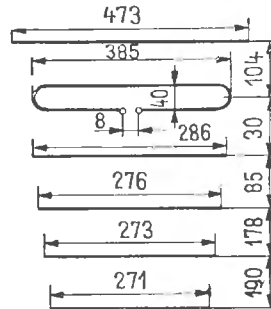
24.3. ábra. Négyelemes Yagi-antenna gamma-illesztéssel

Mechanikai és elektromos adatok

- Az antennaelemek átmérője 8 mm
- Az antennaelemek tartójának átmérője 15 mm
- A gamma-illesztés CuAg-vezetékének átmérője 2 mm
- Talpponti ellenállás 50...60 Ω, aszimmetrikus
- Az antenna hossza 365 mm
- Kábelcsatlakozások: a belső vezető sorbakapcsolva a trimmerrel, a külső vezető az antennaelem közepén levő földelési ponthoz csatlakozik
- Antennanyereség kb. 6,5 dB
- Hátrasugárzási csillapítás kb. 14 dB
- Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 60^\circ$
- Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 100^\circ$

24.3. Egy hatelemes Yagi-antenna 435 MHz-re

Ez a hatelemes antenna az átmenet a hosszú Yagi-antennák felé. A kereken 9 dB antennanyereség nagyon kedvezővé teszi az anyagszükséglet és a teljesítőképesség arányát. A helyhez kötött állomásokon koaxiális kábellel érdemes táplálni. Ennek megvalósításához egy félhullámú kerülő-vezetőket kell csatlakoztatni a tápponthez, ahogy a 24.1. alfejezetben már elmondtuk. A méretezésre vonatkozólag a 24.4. ábrán találjuk meg az adatokat.



24.4. ábra. Hatelemes Yagi-antenna a 70 cm-es sávra

Mechanikai és elektromos adatok

- Az antennaelemek átmérője 6...10 mm
- Az antenna hossza 590 mm
- A táplált antennaelem kivitelezésére vonatkozólag lásd a 24.7.(b) ábrát
- Talpponti ellenállása kb. 240 Ω, szimmetrikus
- Az antennanyereség kb. 9 dB
- A hátrasugárzási csillapítás kb. 15 dB
- Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 50^\circ$
- Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 63^\circ$

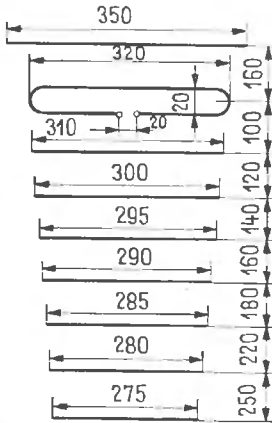
24.4. A kilencelemes hosszú Yagi-antenna

Ennek a hosszú Yagi-antennának pontosan 2λ a hossza, felépítését a 24.5. ábrán láthatjuk. Viszonylag keskeny sávú változatról van itt szó, de az Európában használatos 70 cm-es amatőrsávban nyereségcsökkenés nélkül és biztosan használható.

Itt kell megjegyeznünk, hogy a 70 cm-es sávot az amatőrök általában csak 432 és 436 MHz között használják ki, néha 438 MHz-ig. Ez egyrészt a te-

rületi sávfelosztásból következnek, ugyanis a nemzetközi megállapodások (a genfi, 1959. évi határozatok) értelmében az 1. körzet (Európa, a Szovjetunió ázsiai része, Afrika) csak a 430 és 440 MHz közötti tartományt használhatja. Másrészt viszont

Az antennanyereség kb. 11,5 dB
 A hátrasugárzási csillapítás kb. 19 dB
 Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 44^\circ$
 Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 48^\circ$



24.5. ábra. Kilencelemes hosszú Yagi-antenna a 70 cm-es sávra

a 70 cm-es sávban majdnem mindig egy 2 m-es adó frekvenciájának háromszorozásával jön létre az adási frekvencia. Minthogy pedig az 1. körzetben a 2 m-es sávból is csak a 144 és 146 MHz közötti részt szabad igénybe venni, a 70 cm-es sávra gyakorlatilag előre kiadódik a 432 MHz-től 438 MHz-ig terjedő munkatartomány. Ebből következik, hogy a 70 cm-es sávban lemondhatunk a különösen nagy sávzsélességű antennákról.

Mechanikai és elektromos adatok

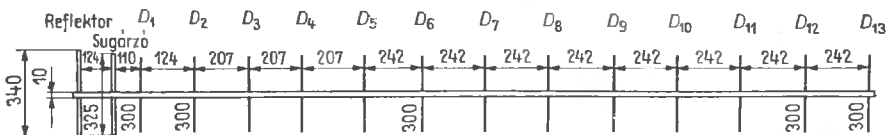
Az antennaelemek átmérője 4...6 mm
 Az antenna hossza 1335 mm
 Talpponti ellenállása kb. 240 Ω, szimmetrikus

24.5. A 15-elemes hosszú Yagi-antenna DL Ø SZ szerint

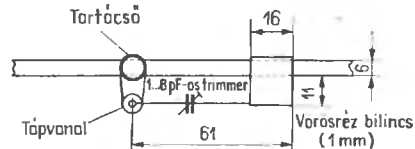
Ez a 24.6. ábrán látható hosszú Yagi-antenna — 435 MHz frekvenciára vonatkoztatva — 4,53λ hosszú, és nyeresége a mérések szerint 15,2 dB. A tápvezetéknek elképzelt koaxiális kábelt egy egyszerűsített gamma-taggal lehet illeszteni [lásd 24.6.(b) ábrán kirajzolt részletet]. Eredeti kivitelezésében 52 Ω hullámellenállású kábel volt a tápvezeték, de a kereskedelemben kapható 60 Ω-os koaxiális kábellel is minden változtatás nélkül alkalmazható, mert a Γ-tag utánállító kondenzátora (1...8 pF szabályozási tartományával) lehetővé teszi a pontos illesztést. Ezt a trimmerkondenzátort esőálló műanyag burában kell elhelyezni.

A tápkábel végén 15 mm hossz mentén el kell távolítani a külső védőköpenyt. Az ily módon lecsupaszított külső vezetőt tekerceslűjk körül és forrasszuk össze egy 1 mm vastagságú ezüstözött rézhuzalal, a huzalt pedig stabilan és biztonságos érintkezéssel kössük össze az antennaelem fölédelt középpontjával. A kábel belső vezetőjét az utánállító kondenzátorhoz csatlakoztatjuk. Minden kötési pontot gondosan forrasszunk, és óvjunk meg a nedvesség behatolása ellen. Ilyen védelemmel a kábelvéget is el kell látni.

Minden direktor egységesen 300 mm hosszú és 4 mm átmérőjű, gömbölyű dural rúdból készül. Az antennaelemek tartója 10 mm átmérőjű stabil fém-



(a)



(b) A sugárzóelem részletrajza

24.6. ábra. 15-elemes hosszú Yagi-antenna DL Ø SZ szerint:

(a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

csőből készíthető el (anyaga duralumínium vagy acél lehet), hossza pontosan 3 m, és az antennaelemek felszereléséhez át kell fúrní a megfelelő helyeken.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek közül a gerjesztett elem és a reflektor 6, a direktorok pedig 4 mm átmérőjűek
Az antennaelemek tartójának átmérője 10 mm

Az antenna hossza 2920 mm

A talpponti ellenállás 50...60 Ω, aszimmetrikus

Az antennanyereség kb. 15 dB

A hátrasugárzási csillapítás kb. 22 dB

Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 28^\circ$

Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 30^\circ$

24.6. A 18-elemes széles sávú, hosszú Yagi-antenna

Ez a korszerű elvek szerint megszerkesztett hosszú Yagi-antenna azt bizonyítja, hogy nagy sávszélességgel is elérhető optimális antennanyereség, és hogy az antennaelemek nagy száma ellenére közel 240 Ω lehet a talpponti ellenállás. Ezekkel az új sugárzókkal a rádióamatőr haszonélvezőjévé válik az antennaipar iránymutató fejlesztési munkájának. Ezt a konstrukciót egyébként a tv-antennákban alkalmazza az ipar. A széles sáv nem szükséges ugyan az amatőr-gyakorlatban, de nem is hátrány, ha — mint ebben az esetben — optimális antennanyereséget eredményez.

A 24.7. ábrán közöljük e nagyon melegen ajánlható antenna minden szükséges méretét. A hullámvezető-rendszeren belül megváltoztathatjuk a hosszt is és az antennaelemek számát is, a talpponti ellenállás ettől nem fog megváltozni (a hullámvezető-rendszerre vonatkozólag lásd a 22.6. ábrát). A gerjesztési centrum és az átmeneti zóna a harmadik direktorig terjed. Így tehát a külső direktortól kezdve akárhány direktort elhagyhatunk a hullámvezető rendszerből. A következő eredmény csak annyi, hogy megfelelő mértékben csökken a rendszer antennanyeresége, és a nyílásszögek szükségszerűen nagyobbak lesznek.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője 6...10 mm

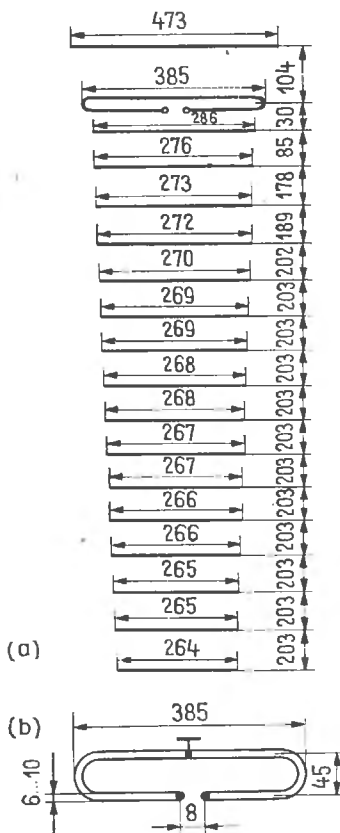
Az antenna hossza 3030 mm

Talpponti ellenállás kb. 240 Ω, szimmetrikus

Az antennanyereség kb. 16 dB

A hátrasugárzási csillapítás kb. 24 dB
Nyílásszög a vízszintes síkban, $\alpha_E \approx 25^\circ$
Nyílásszög a függőleges síkban, $\alpha_H \approx 25^\circ$

A tápláláshoz nagyon ajánlatos a koaxiális kábel és félhullámú kerülővezeték alkalmazása



24.7. ábra. A 18-elemes, széles sávú, hosszú Yagi-antenna a 70 cm-es sávra:

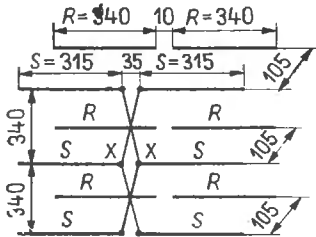
(a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a táplált antennaelemről

24.7. A 12-elemes csoportosugárzó a 70 cm-es sávra

A csoportantennák is jó eredménnyel használhatók a 70 cm-es sávban. Ebben a frekvenciatartományban körülbelül 50 MHz a csoportosugárzók sávszélessége. Aránylag nagy mechanikai anyag- és munkaigényessége miatt azonban ritka a deciméteres hullámokon ez az antenna.

Eleve ügyeljünk arra, hogy a táppontban és az összekötő vezetékek csatlakozási pontjaiban ne

legyen semmilyen szigetelőanyag (feszültségmaximum!), és e helyett csak a levegő szigeteljen. Ezenkívül a két függőleges tartó *előtt* kell elhelyezni a csoportot [értelemszerűen a 24.1.(c) ábra szerint]. Egy 12-elemes csoportantenna mecha-



24.8. ábra. A 12-elemes csoportantenna a 70 cm-es sávra

nikai méreteit a 24.8. ábrán adjuk meg. A 23. pontban elmondottak értelemszerűen a deciméteres hullámú csoportantennákra is érvényesek.

Mechanikai és elektromos adatok

Az antennaelemek átmérője 3...5 mm

Az összekötő vezetékek átmérője 1...3 mm (nem kritikus)

Az antenna magassága 680 mm

Tápponti ellenállása az XX pontban kb. 240 Ω, szimmetrikus

Antennanyereség kb. 9,5 dB

Hátrasugárzási csillapítás kb. 14 dB

Vízszintes nyílásszög, $\alpha_E \approx 60^\circ$

Függőleges nyílásszög, $\alpha_H \approx 50^\circ$

25.

Ultrarövid hullámú és deciméteres hullámú körsugárzó antennák

Egyes esetekben körsugárzókra, vagyis olyan antennákra lehet szükség, amelyeknek a vízszintes síkban nagyjából kör alakú az iránydiagramjuk.

Függőleges polarizációjú, ultrarövid hullámú körsugárzót nem nehéz előállítani, hiszen minden függőlegesen felállított félhullámú dipólus a saját tengelyére merőleges irányokban, tehát a vízszintes síkban egyenletesen sugároz. Az ilyen függőlegesen polarizált körsugárzók a közlekedésben és más mozgó állomásokon gyakran megtalálhatók. Néhány helyi jellegű 2 m-es állomás is az egyszerűség kedvéért függőlegesen polarizált antennával működik, bár az ultrarövid hullámú amatőrforgalomban majdnem mindig vízszintes a polarizáció.

Nagyon nehéz és az amatőrök részére gyakorlatilag nem is lehet olyan antennát szerkeszteni, amely vízszintes polarizációval sugározna, és amelynek a vízszintes síkban pontosan kör alakú volna az iránydiagramja. Az ideális kör alakot többnyire nem is követeljük meg, és általában minden olyan antennát körsugárzónak nevezünk, amely a vízszintes sík minden irányában többé kevésbé jól sugároz, és amelynek ebben a síkban sehol sincs határozott sugárzási maximuma vagy nullahelye.

25.1. Függőlegesen polarizált ultrarövid hullámú körsugárzók

A függőleges irányban felállított félhullámú dipólusok vagy hajlított dipólusok és a groundplane-antennák elméletileg jó körsugárzók ugyan a vízszintes síkban, de az ultrarövid hullámok tarto-

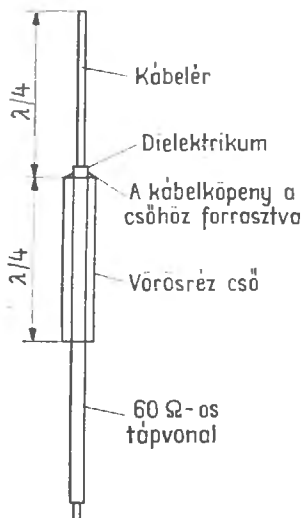
mányában nem lehet mindig elérni velük a kívánt hatásfokot. Különösen a központi táplálású dipólusok ilyenek, mert tápvezetéküket vízszintesen kell elvezetni a táppontból. Ilyen körülmények között ugyanis megzavarja a tápvezeték a sugárzási tulajdonságokat, és a frekvencia növekedésével egyre nehezebb reflexiómentesen illeszteni a tápkábelt a sugárzóhoz. Aszimmetria következtében ezenkívül a koaxiális kábel köpenyében is kialakulhatnak hullámok, aminek következtében megjelennek a sugárzási veszteségek, és általában eltörik felfelé a függőleges síkú emelkedési (magassági) szög. Lehetőleg azonban „lapos” kisugárzásra kell törekedni, vagyis a fősugárzásnak lehetőleg merőlegesnek kell lennie a sugárzó tengelyére. A függőlegesen polarizált sugárzók kritériuma tehát a táplálás módjában keresendő. Ezért kellett kidolgozni az oly módon táplálható antennákat, hogy nagyobb költségek nélkül is jó illesztést és kifogástalan szimmetrizálást lehessen elérni. A tápvezeték elvileg koaxiális kábel.

25.1.1. A koaxiális antenna

Ez az antenna (25.1. ábra) mint függőleges polarizálású körsugárzó nagyon jól használható a *mozgó rádióállomásokon* (járműveken). A 19.4.2.1. alponthban már ismertetett sleeve-antenna ultrarövid hullámú változatáról van szó (19.24. ábra).

Egy 60Ω -os, lehetőleg vastag belső vezetőjű koaxiális kábelről (például a 60—10—2 típusúról, amelynek belső vezetője 2,26 mm átmérőjű) $\lambda/4$ elektromos hossz (körülbelül $0,97 \lambda/4$) mentén eltávolítjuk a külső köpenyt, a külső vezetőt és a

dielektrikumot, csak a csupasz belső vezetőt hagyjuk meg. Ezután ráhúzzunk egy ugyancsak $\lambda/4$ elektromos hosszúságú rézcsövet vagy sárgaréz csövet, ahogyan a 25.1. ábrán látjuk, és összeforrasztjuk a kábel külső vezetőjével. E cső rövidülési tényezőjét 0,95-ra vehetjük, mert a koaxiális kábel nagyobb végterhelést okoz. A cső tetszés szerinti átmérőjű lehet, csak a belvilágának kell akkorának lennie, hogy rá lehessen húzni a kábel külső védőköpenyére.



25.1. ábra. A koaxiális antenna

Elvileg egy olyan félhullámú dipólusról van itt szó, amelyet függőleges helyzetben felállítottunk, és alsó felét egyúttal negyedhullámú záróedénynek képezzük ki, hogy szimmetriát hozzunk létre. Az illesztés és a szimmetrizálás közel ideális, ezért olyan kitűnő a lapos kisugárzás és a pontosan kör alakú sugárzási diagram szempontjából a koaxiális antenna.

Ha nagyobb mechanikai igénybevételre számíthatunk, például ha járműről van szó, a $\lambda/4$ hosszúságú, szabadon álló belső vezetőt ajánlatos egy autóantenna rugalmas fémrúdjaival vagy valamilyen hasonló anyaggal helyettesíteni.

25.1.2. A függőleges félhullámú sugárzó

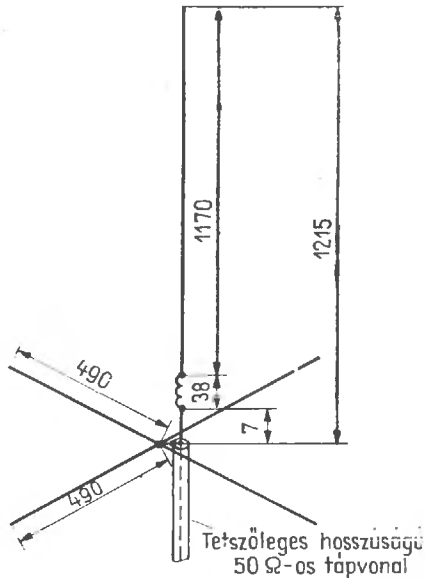
Mint a 19.7. ábrán látjuk, a függőleges félhullámú sugárzó annyiban előnyösebb a negyedhullámú sugárzónál, hogy a függőleges síkban kisebb a nyílásszöge, és ezáltal majdnem 3 dB antennanyereséget ér el. Az is igaz azonban, hogy kissé

problematiskus a függőleges $\lambda/2$ sugárzók gerjesztése. Ha ugyanis a geometriai középpontjában megszakítjuk és itt tápláljuk, mint a vízszintes polarizációjú dipólusokat, a tápkábelt legalább $\lambda/2$ hosszúságú szakasz mentén vízszintesen kellene elvezetni a tápponttól, mert egyébként nehézségeink volnának az illesztéssel, és erősen eltorzulanának a sugárzási viszonyok. Ugyanilyen okok miatt nem lehet az ilyen függőleges dipólusokat függőlegesen felállított fémrúdra vagy földelt tartóárbocra szerelni, mert a mechanikai követelmények miatt ez a rúd vagy árboc benyúlna a dipólus sugárzási terébe. Mechanikailag és elektromosan még a lehetőleg hosszú vízszintes tartókar se nagyon alkalmas a szerelésre (előárbocos szerelés). Előnyösnek látszik viszont a sugárzó alsó végén alkalmazott feszültségtáplálás. Itt persze feszültségmaximumot és a sugárzó karcsúságától függően néhány ezer ohm csatlakozási impedanciát kapunk. Ezt a nagy impedanciát le kell transzformálni a felhasználandó tápkábel hullámmellenállásának megfelelő értékre.

A rövidrezárt negyedhullámú vezeték teszi lehetővé legegyszerűbben az ellenállásillesztést, és így módon a 19.26. ábra szerinti J-antennát kapjuk. A negyedhullámú párhuzamos csővezeték, amelyet a félhullámú rúd végére szerelünk, nullától (a rövidrezárt végtől) néhány ezer ohmig (a nyitott végig) minden impedanciaértéket megkapunk, úgyhogy megfelelő leágazással illeszteni tudunk bármilyen tápkábelt. A párhuzamos csövek távolsága 10...20 mm, úgyhogy ebben a közben jól elfér még a tápkábel. Elektromosan a párhuzamos csövek távolsága és átmérője, tehát hullámmellenállása is közömbös; mindössze arra kell ügyelnünk, hogy a párhuzamos vezeték elektromos hossza $\lambda/4$ legyen. A rövidrezárt talppont földelve van, úgyhogy az egész antenna földpotenciálra kerül. A 2 m-es sávban alig 1,50 m teljes hossz esetén úgy képezzük ki az antennát, hogy önmagát tarthassa, és ebben az esetben a tartóoszlop és a sugárzó közös egységet képez. A hossz kiszámításában figyelembe veendő a rövidülési tényező, amely a sugárzó λ/d karcsúságától függ (3.7. ábra).

A kísérletek során bebizonyosodott, hogy ezzel a J változattal nem lehet teljesen megszüntetni a tápkábelen az állóhullámokat. Ennek oka, hogy maga a negyedhullámú párhuzamos csővezeték is sugároz, és hogy a negyedhullámú vezeték alatt a tartóoszlop alsó részén szintén kialakulnak még állóhullámok. E hátrányok kiküszöbölésére koaxiális záróedénynek megfelelően lehet kiképezni a negyedhullámú vezetékét.

A 25.2. ábrán ez az elektromosan és mechanikailag tökéletesített változatú J antenna látható, amely az amatőrök körében záródényes antenna néven ismeretes.



25.2. ábra. A félhullámú záródényes antenna:
(a) vázlatos felépítés; (b) részletrajz a záródényről

A félhullámú szakasz szabad hossza vékony antennarúd (pl. teleszkópantenna) esetén 960 mm, vastagabb csövek esetében pedig 10 mm átmérőtől felfelé csak 950 mm (lásd a 3.7. ábrát is). A sugárzót becsavarozás vagy beforrasztás útján kötjük össze az illesztő tag belső csővével. Ha megfelelő anyagot kapunk hozzá, egyetlen átmenő munkadarabból képezhetjük ki a sugárzót és a belső vezetőt. A negyedhullámú edény mechanikai részletei szempontjából [25.2.(b) ábra] egy olyan javaslatról van szó, amelyet a meglévő anyagnak megfelelően messzemenően lehet még módosítani, amennyiben a hatásos belső tér hosszát meghagyjuk 495 mm-nek. A $D : d$ átmérőarány kedvező értékei 3 : 1 és 4 : 1 között vannak (pl. $D = 28$ mm és $d = 8$ mm). Az edény felső, elektromosan nyitott végét a műanyagból kiesztergált A fedéllel zárjuk le, ez egyúttal központosítja a belső vezetőt. Az esővíz behatolását egy esztergálással beillesztett gallér akadályozza meg. Az edény alja egy fémből kiesztergált lap, amely centrikusan befogja a hozzá forrasztott belső vezetőt. Ez a fenéklap ki van fúrva, hogy át lehessen vezetni rajta a tápkábelt, de egy másik furata is van a kondenzvíz és az esővíz elvezetésére. A fém fenéklapot és a

műanyag fedelet három-három csavarral rögzítjük a külső csőhöz.

A külső cső ráhelyezése előtt a tápkábel belső vezetőjét 100 mm-rel a fenéklap felett hozzáforsztjuk az edény belső vezetőjéhez. Ugyanebben a magasságban át kell fúrni a külső csövet, a lyukon keresztülfűzünk egy vezetőhuzalt, és a végét hozzáforsztjuk a koaxiális tápkábel külső vezetőjéhez. A külső cső rátolásakor egyúttal megfeszítjük ezt a huzalt, hogy a kábel körüli árnyékoló harisnya átjusson a furaton, és utána hozzáforszthatjuk a csőhöz. Csak ezen a helyen szabad belül fémesen összekötni az árnyékoló fonatot az edénnyel.

Az edény külső és belső csővét rézből vagy sárgarézből lehet elkészíteni. A sima falú acélső is megfelel, ha előzőleg berezezzük vagy legalábbis a korróziótól megvédjük. A 25.2.(a) ábra szerinti kengyeles szerelés során ügyeljünk arra, hogy ez a kengyel lehetőleg minél közelebb kerüljön az edény aljához. Ha ez nem megy, legfeljebb 250 mm-rel lehet az edény fenéklemeze fölött a rögzítő kengyel.

Az E táppont helyzetét kissé eltolhatjuk, és a sugárzó szabad hosszát is kissé megváltoztathatjuk, hogy bármilyen koaxiális kábelt optimálisan illeszthessünk.

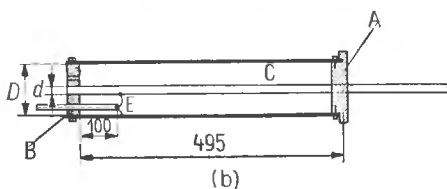
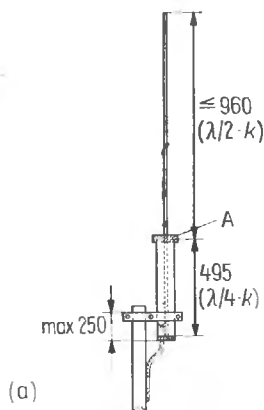
A negyedhullámú illesztőedény alkalmazása természetesen nem szorítkozhat a függőleges félhullámú sugárzók impedanciahelyes gerjesztésére. Ugyanilyen jó eredményekkel alkalmazhatjuk az illesztőedényt a legkülönbözőbb fajtájú, függőlegesen polarizált Yagi-antennákon is. Minthogy a szabad félhullámú szakasz geometriai középpontjában feszültségminimumot kapunk, egy fémes keresztartót erősíthetünk hozzá, és erre a tartóra szerelhetjük a reflektorokat és direktorokat. Az illesztőedényben a tápkábelhez szükséges legkedvezőbb leágazási pont (E) a sokelemes antennákban valamivel távolabb van a rövidrezárási ponttól, mint az egyszerű félhullámú függőleges sugárzókkal kapcsolatban. Minden esetben mérésekre van szükség, és állóhullámmérő alkalmazásával keressük meg az illesztőedényben a legkedvezőbb megcsapolási pontot.

25.1.3. Az $5/8\lambda$ hosszúságú sugárzó

Ha a függőlegesen polarizált rúdantennát $\lambda/2$ -nél hosszabbra vesszük, a függőleges síkban megjelenik egy meredek második sugárnyaláb. Ezzel egyidejűleg megnő a lapos szögben kisugárzott

főnyaláb is. Mint a 19.7.(d) ábrán láthatjuk, $\frac{5}{8}\lambda$ hossz beállításával maximumot ér el a lapos kisugárzás. A sugárzó hosszának további növelése közben csökkenni kezd a lapos nyalábban kisugárzott energia, és növekszik a meredek sugárnyaláb. Az $\frac{5}{8}\lambda$ hosszúságú függőleges sugárzóval kapjuk meg minden más egyszerű függőleges antennához képest a legkisebb magassági szöveget a függőleges síkban. Minthogy a függőleges síkban a függőleges félhullámú sugárzóval elérhető értékhez viszonyítva a nyílásszög ugyanekkor csökken, az antennanyereség körülbelül 3 dB [19.7.(c) és (d) ábra].

Mivelhogy azonban $\frac{5}{8}\lambda$ nem rezonanciahossz, indukтивitás beiktatásával meg kell növelni $\frac{3}{4}\lambda$ -ra az $\frac{5}{8}\lambda$ méretű antenna elektromos hosszát. Az egészhullámú rezonanciához még hiányzó utolsó $\lambda/4$ szakaszt radiálokkal képezzük ki, akár csak a groundplane esetében.



25.3. ábra. Az $\frac{5}{8}\lambda$ hosszúságú sugárzó a 2 m-es sávra

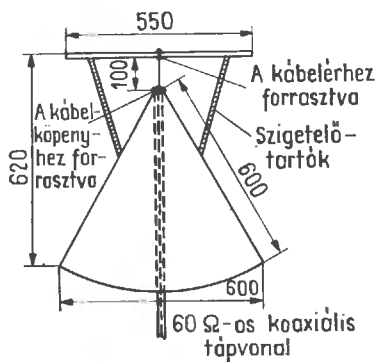
A 25.3. ábrán a 2 m-es sávra vázoltunk fel egy $\frac{5}{8}\lambda$ -sugárzót. A függőleges rész teljes hossza 1215 mm, a négy radiális szakasz mindegyike 490 mm. A hosszabbító tekercs 1,6 mm-es huzalból 11 menetet tartalmaz, a tekercstest átmérője $\frac{1}{4}$ hüvelyk (6,35 mm) legyen. Ezen a tekercsten 38 mm mentén egyenletesen osztjuk el a 11 menetet.

A rezonanciafrekvenciát a menetek eltolásával lehet változtatni. Nagyobb változások eléréséhez

hozzátehetünk vagy levehetünk egy-egy menetet. Az antennavezető hordozóanyagának nagyon jól beváltak egy üvegszálerősítésű poliészterből készített horgászrud, és erre egyúttal közvetlenül ráhelyezhetjük a hosszabbító tekercset is. A 2 m-es sávnak megfelelő méreteket mind megtaláljuk a 25.3. ábrán. Ez az antenna is nagyon jól felhasználható a mozgó állomásokon.

25.1.4. A széles sávú discone körsugárzó

Egy további, függőlegesen polarizált és a táplálás tekintetében a koaxiális antennához nagyon hasonló, de különösen széles sávú körsugárzó az úgynevezett *discone-antenna* (25.4. ábra). Az angol *discone* szó a külalakra vonatkozik (disk = tárcsa és cone = kúp).

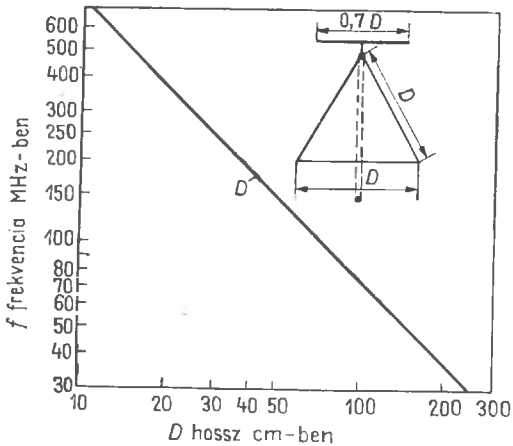


25.4. ábra. A discone-antenna

A normális dipólushoz képest ennek az antennának a „nyeresége” a kis effektív magasság következtében mínusz 3 dB. Ezt a veszteséget többnyire elfogadhatjuk, ha arra gondolunk, hogy rendkívül nagy sávzélességet kapunk helyette. A 25.4. ábrán látható discone-antenna 60 Ω-os koaxiális kábellel közvetlenül táplálható, átviteli sávja az itt közölt méretekkel kerekén 85 MHz-től körülbelül 500 MHz-ig terjed.

Maga a kúp egy tölcserszerűen behajlított rézlemez, de e helyett bármilyen más, lehetőleg forrasztható bádoglemez is megfelel. A körtárcsát is bármilyen bádoglemezből elkészíthetjük. A lemez vastagságának elektromosan nincs semmilyen jelentősége. A tápkábelt alulról keresztülvezetjük a kúp nyílásán, és külső vezetőjét hozzáforszátjuk a kúp csúcsához. A belső vezetőt a csúcstól 100 mm távolságra összekötjük a vízszintes körtárcsa középpontjával. Megfelelő szigetelőkkel gondoskodjunk a körtárcsa mechanikai alátámasztásáról.

Ha a discone-antennát a példánkban közölt frekvenciatartománytól eltérő frekvenciákra akarjuk elkészíteni, a megadott méretek helyett (25.4. ábra) a D átmérőt (25.5. ábra) egyenlőnek vesszük a legnagyobb üzemi hullámhossz negyedével, a korongszerű felsőrész átmérőjét pedig $0,7D$ nagyságúra vesszük. Ezekkel a méretekkel 1 : 8 frekvenciaarányú sávra számíthatunk. A legkisebb üzemi frekvencia függvényében a 25.5. ábráról közvetlenül leolvashatjuk D értékét.



25.5. ábra. A discone-sugárzó D méretének meghatározása a MHz-ben kifejezett f legkisebb üzemi frekvencia alapján

Az antenna határfrekvenciája körülbelül 20%-kal kisebb a méretezési frekvenciánál. Ettől az alsó határfrekvenciától kezdve rohamosan nő a tápkábel mentén az állóhullámarány. A tárcsa átmérője az üzemi frekvencia megváltoztatásakor nagymértékben befolyásolja a sugárzási diagramot. A túlságosan kicsi tárcsaátmérő csökkenti a sáv szélességet és a függőleges síkban a magassági szöget, vagyis eltolja a kúp irányában a sugárnyalábot.

A méretezésre közölt irányelvek betartásával 1,5 fölé nem nő a megadott frekvenciatartományban az állóhullámarány, de a frekvencia függvényében változni fog a függőleges síkban a sugárnyaláb magassági szöge.

25.1.5. A 145 MHz-es DDDR-antenna

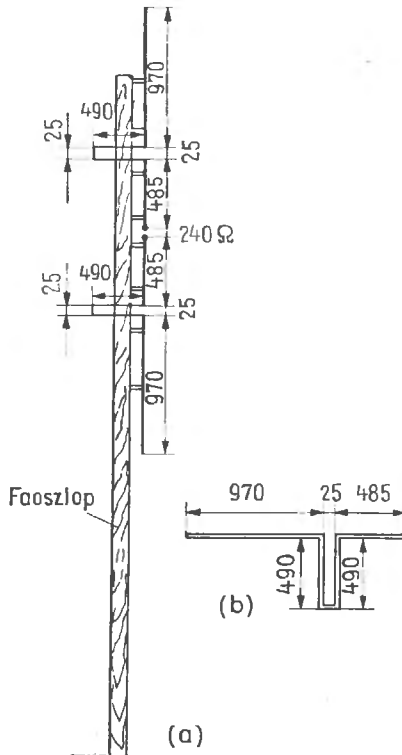
A 19.7. alfejezetben rövidhullámra ismertett DDDR-antennát mint függőlegesen polarizált körsugárzót ultrarövid hullámokra is megépíthetjük. A 19.44. ábra és az ezt kiegészítő 19.4. táblázat értelmében a 2 m-es változat méretei a következők :

$$D = 160 \text{ mm}; \quad H \cong 15 \text{ mm}; \quad A = 10 \text{ mm}; \\ d = 5 \dots 10 \text{ mm}; \quad C_1 = 5 \text{ pF}.$$

Ezek mind közelítő értékek, ugyanis összességükben a sugárzó nagy sávzélessége miatt nincs is szükség pontosabb beállításukra. A tápkábel belső vezetőjének legkedvezőbb csatlakozási helyét próbálgatással kell megkeresni. A 2 m-es változat alaplemeznének méretezésében nem szabad takarékoskodni, mert minél nagyobb az alaplemez átmérője, annál kisebb a függőleges síkban a főnyaláb magassági szöge. Nem luxus tehát az 500 mm-nél nagyobb tárcsaátmérő. A 19.7. alfejezetben közölt adatok értelemszerűen a 2 m-es változatra is érvényesek.

25.1.6. Függőlegesen polarizált, emeletes körsugárzók

A félhullámú antennaelemet függőleges dipólus-sorok alakjában emeletesen is elrendezhetjük. A vízszintes síkban megmaradt a diagram kör alakja, a függőleges síkban viszont csökken a nyílás-



25.6. ábra. Háromelemes függőleges dipólus-sor a 2 m-es sávra: (a) vázlatos felépítés; (b) hajlítási minta a félantenna elkészítéséhez

szög, és ennek következtében az egyszerű függőleges félhullámú dipólushoz képest irányhatás mutatkozik. Mindenesetre az is szükséges ehhez, hogy a függőleges dipólus-sor mindegyik félhullámú elemét azonos fázisban gerjesszük (lásd a 13.1. alfejezetet).

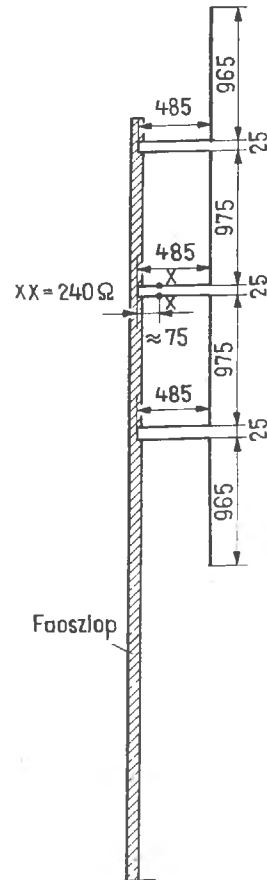
Példaként a 25.6. ábrán bemutatunk a 2 m-es sávra egy három fázisban gerjesztett félhullámú elemből összeállított függőleges dipólus-sort. Ezt az antennát középen tápláljuk, és feltétlenül faárbocra szereljük. A függőlegesen felállított fémárboc káros visszaverődéseket és sugárzási veszteségeket okozna a függőlegesen polarizált térben. Ezért nem szabad — a szokástól eltérően — földelőhuzallal is ellátni a faárbocot. A tápvezetékét $\lambda/2$ -nél hosszabb szakasz mentén vízszintesen kell elvezetni a táppontból, különben meghamisítaná a sugárzási viszonyokat, és nem lehetne megszüntetni rajta az illesztés ellenére az állóhullámok kialakulását.

A félhullámú szakaszokat közbeiktatott zárt negyedhullámú vezetékdarabokon keresztül lehet azonos fázisban gerjeszteni. Ezek a vezetékdarabok mindenhol 180° fáziseltolást hoznak létre, és rövidrezárt végeik a feszültségminimum pontjában vannak, úgyhogy közvetlenül ráerősíthetők bilincsek útján a faárbocra. A negyedhullámú vezetéküket a 25.6. ábra szerint gyűrűsen feltekercselhetjük, ami egyszerűsíti a szerelést. Az antennaelemeket köztartó szigetelőkkel rögzítjük az árbocon. Ha ezek a szigetelők a félhullámú részek geometriai középpontjába kerülnek, a legegyszerűbb megoldással is beérhetjük, ugyanis feszültségminimumot kapunk a rögzítési pontokban.

Az antennaelemeket a villámhárítók alumínium földelőhuzalából készíthetjük el (átmérőjük 8 vagy 10 mm). Két, egyenként 246 cm hosszú kifeszített szakaszt úgy hajlítunk be, hogy a felső és az alsó antennafél egy-egy átmenő darabból álljon [lásd a 25.6. ábrán kirajzolt részletet]. Ezáltal stabil felépítést kapunk, nincsenek korrózióra érzékeny kötések, és egyszerűen tudjuk hozzáerősíteni az antennát a póznához.

A tápponti ellenállás közelítő értéke 240Ω . Célszerű egy félhullámú kerülővezeték (balunt) csatlakoztatni hozzá, és a rendszert koaxiális kábellel táplálni. A függőleges nyílásszög csökkentésével elért antennanyereség $3,2 \text{ dB}$. A 25.7. ábrán négy kollineáris félhullámú szakasszal felrajzolt dipólus-sor a táplálás módjában különbözik a háromelemes változattól. Minthogy a rendszer geometriai közepében kialakított táppont nagy

ellenállású, a legjobb esetben közvetlenül lehetne egy hangolt tápvezeték idecsatlakoztatni. Mivel azonban a rövidrezárt negyedhullámú vezetéken nulla és a maximum között minden impedanciaérték előfordul, kikeressük a vezető felületén azokat a pontokat, amelyeknek impedanciája megfelel a tápvezeték hullámellenállásának. Esetünkben körülbelül 75 mm -re van a vezeték rövidrezárt végétől a 240Ω -os szimmetrikus vezetéknek megfelelő csatlakozási pont. Ennek az antennának a táplálásához is a balun-hurok—koaxiális kábeles rendszert ajánljuk.



25.7. ábra. Négyelemes függőleges dipólus-sor a 2 m-es sávra

Kollineáris négyelemes antennánkkal $4,5 \text{ dB}$ nyereségre számíthatunk. Összeállításában és szerelésében kövessük a háromelemes változattal kapcsolatban közölt tanácsokat.

Ezen és a következő ötelemes antennán szembeötölő az, hogy a külső félhullámú dipólusrészek va-

lamivel rövidebbek a belsőknél. Ennek oka a szélek kapacitív hatása, ugyanis a külső antennaelemeken ez nagyobb mértékben érvényesül, mint a belsőknön. Ezért kell a külső antennaelemeket valamivel nagyobb mértékben rövidíteni.

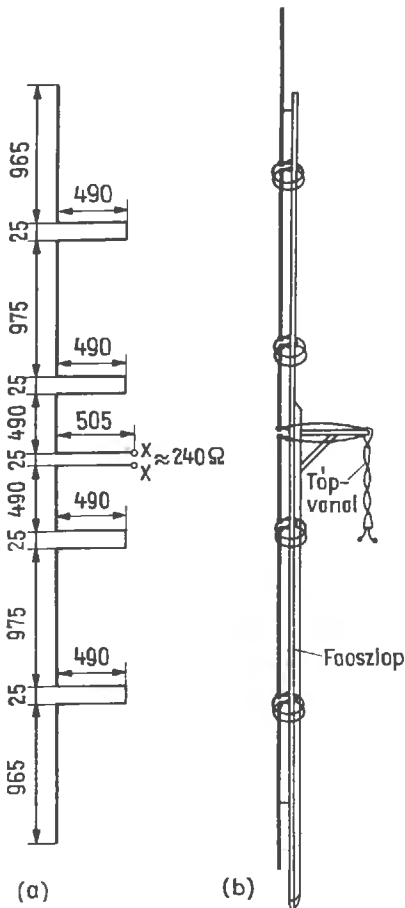
ellenállású, kissémeghosszabbított negyedhullámú transzformátort iktattunk be az antenna talppontja és tápvezetéke közé, úgyhogy ezáltal 1 : 1,1 értékre csökkent az állóhullámarány. Itt abból indultunk ki, hogy a félhullámú antennaelemek átmérője legalább 3 mm, de legfeljebb 9 mm. A négy zárt negyedhullámú csonkot 2...6 mm (nem kritikus) átmérőjű huzalokból képeztük ki. Ezzel szemben a tápponthez csatlakozó illesztőtranszformátor távolsága és átmérője közötti aránynak feltétlenül követnie kell a kereken 8 : 1 arányt, mert ez szabja meg a hullámenállást. Ez azt jelenti, hogy a 25.8.(a) ábrán előírt 25 mm-es távolság betartásával a huzal átmérőjének kereken 3 mm-nek kell lennie. Persze más távolságot is választhatunk, de ez esetben a 8 : 1 aránynak megfelelően a huzalok átmérőjét is meg kell változtatnunk.

A 25.8.(b) ábrán egy célszerű szerelési lehetőséget láthatunk. Az ábra szerint minden baj nélkül gyűrű alakúra is behajlíthatjuk a zárt negyedhullámú csonkokat, és rövidrezárt végüket közvetlenül hozzácsavarozhatjuk a fapóznához. A gyűrű átmérője alig 160 mm lesz, úgyhogy a mechanikai stabilitáson kívül nagyon könnyed, egyszerű konstrukciót is kapunk.

25.2. Vízszintesen polarizált ultrarövid hullámú körsugárzók

A vízszintesen polarizált körsugárzó megvalósítása bizonyos anyagi áldozatokat követel, különösen ha minél kerekbb sugárzási diagramot kívánunk. Ha nem akarunk függőleges irányban többszintes rendszert vagy valamilyen egyéb összetett sugárzót, a normális dipólus főirányú sugárzásához képest csak veszteségek árán valósíthatjuk meg a kör alakú diagramot.

Az egyenes félhullámú dipólus, mint tudjuk, már eleve irányhatású, hiszen a hossz tengelyére főképpen merőleges irányban sugároz (nyolcas alakú a jelleggörbéje), és E diagramjában két határozott nullirányt kapunk. Ha a rendelkezésünkre álló teljesítményt a vízszintes síkban minden irányban egyenletesen elosztjuk, nyilvánvalóan csökkenni fog a főnyaláb, mert ennek rovására töltjük ki a sugárzási minimumokat. Ily módon csak átvitt értelemben beszélhetünk veszteségről.



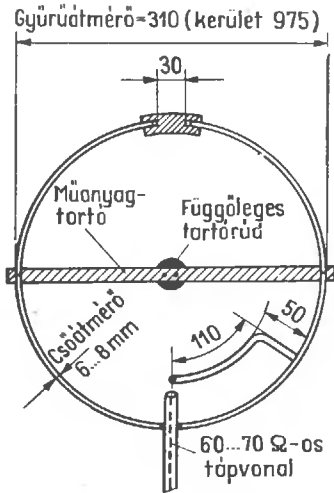
25.8. ábra. Ötelemes függőleges dipólus-sor a 2 m-es sávra:

(a) méretezési rajz; (b) felépítési példa;

A 25.8. ábra szerinti függőleges, ötelemes dipólus-sor elméleti antennanyeresége 5,4 dB, és ezt kizárólag csak azáltal érjük el, hogy a függőleges síkban csökken a nyílásszög. A gerjesztési mód szempontjából ez a körsugárzó a 25.6. ábrán felrajzolt háromelemes változatnak felel meg, de az utóbbitól eltérően még egy kis finomságot tartalmaz. Ha ugyanis a 25.6. ábra szerint közvetlenül összekötnénk a 240 Ω -os tápvezetékét a középső tápponttal, 1 : 2 nagyságú állóhullámaránnyal számolhatnánk. Ezért egy kereken 330 Ω hullám-

25.2.1. A gyűrűs dipólus (haloantenna)

Nagyon tetszetős és nem feltűnő alakú a vízszintes körsugárzók körében a *gyűrűs dipólus*. Haloantenna néven is ismeretes, és főképpen a járműveken telepített rádióállomásokon találkozhatunk vele. Mint a 25.9. ábrán látjuk, itt arról van szó, hogy a normális félhullámú dipólus két ágát behajlítjuk a vízszintes síkban, és nyitott gyűrűvé képezzük ki.



25.9. ábra. Gyűrűs dipólus 145 MHz-re. Felülnézet

A vízszintes síkú gyűrűs antenna vízszintes sugárzási diagramja mindenesetre nem egészen pontosan kör alakú, inkább ellipszisre emlékeztet. A szokásos egyenes dipólushoz képest e dipólus sugárzásának főirányában átlagosan minusz 6 dB a haloantenna „nyeresége”, vagyis a gyűrűs dipólus sugárzási terében minden vízszintes irányban csak féllakkora vételi térerősséggel számolhatunk, mint amennyit a főirányban egy normális egyenes dipólussal kapunk.

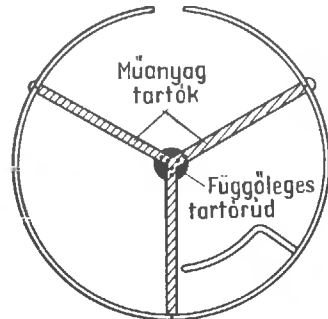
A 25.9. ábrán minden szükséges méretadatával együtt egy olyan gyűrűs dipólust láthatunk, amelyet a 2 m-es sávra méreteztünk. A bemutatott gamma-illesztés lehetővé teszi a 60...70 Ω hullámellenállású koaxiális kábelek impedanciahelyes csatlakoztatását. Külön is választthatjuk ily módon a táppontban a dipólust, ami nagyon elősegíti a mechanikai stabilitást. A koaxiális kábel külső vezetőjét összekötjük a dipólus geometriai középpontjával, belső vezetőjét pedig a gamma-taghoz vezetjük.

A dipólus két végének nem szabad érintkeznie egymással. Legalább 30 mm legyen a távolság

köztük, mert ha összébb hozzuk őket egymáshoz, az erősen megnövekvő kapacitív hatás eltolja a rezonanciafrekvenciát, egyúttal megváltoztatja a talpponti ellenállást is. Néha szándékosan megnöveljük ezt a kapacitást oly módon, hogy egy-egy fémlemezt szerelünk a dipólusvégekre, vagyis kondenzátorszerűen alakítjuk ki őket. Ezáltal eltolhatjuk a kisebb frekvenciák irányában a rezonanciát, úgyhogy kisebb lesz a gyűrű átmérője. Azzal mindenesetre számolnunk kell ilyenkor, hogy romlani fog az antenna hatásfoka.

Az ábrán látható haloantenna sugárzási ellenállása 50 Ω, tehát kisebb az egyenes dipólus sugárzási ellenállásánál. Minthogy a dipólus két végén mindig feszültségmaximum alakul ki, a legkitűnőbb szigetelőanyagokkal sem küszöbölhetjük ki teljes mértékben a veszteségeket. Nedves időben, havazás közben és a zúzmaraképződés hatására lényegesen megnövekszenek ezek a veszteségek. A 25.9. ábra szerinti gyűrűs dipólus mozgó állomásokhoz készült. A mechanikai stabilitás szempontjainak figyelembevételével ezért valamilyen kiváló minőségű szigetelőanyagba ágyazzuk be a dipólusvégeket.

Valamivel kevésbé stabil, de elektromosan kedvezőbb megoldásokat is találhatunk a gyűrűs dipólus rögzítésére. A 25.10. ábrán látható megoldásban például elhagyjuk a dipólus két végének beágyazását, és e helyett a vízszintes síkban küllőszerűen elhelyezett műanyag rudakkal rögzítjük az antennát.

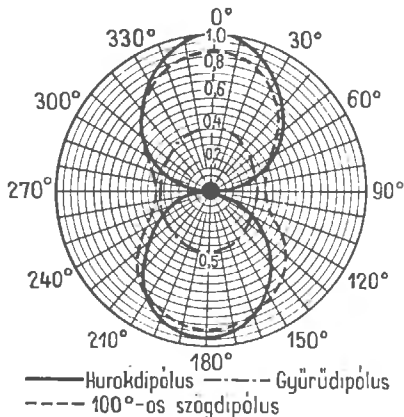


25.10. ábra. Gyűrűs dipólus mechanikailag kedvezőbb felerősítéssel

A vízszintes gyűrűs dipólusokból kettőt, esetleg többet is egymás fölött helyezhetünk el, hogyemeletes antennát kapjunk. A vízszintes síkban ez nem változtatja meg a körsugárzást. A függőleges síkokban csökken a nyílásszög, úgyhogy bizonyos nyereségre teszünk szert, de a bevezetőben már említett 6 dB-es veszteséget ez a nyereség csak ak-

kor kompenzálja, ha legalább négy szintet képeznünk ki. Az emeletes dipólusok helyes fázisú táplálásáról elmondottak a gyűrűs dipólusra is érvényesek (lásd a 13.2. alfejezetet).

A mozgó rádióállomásokhoz valamilyen megfelelő PVC-csőből készíthetünk tartóárbocot. E cső belsejében védve és láthatatlanul vezethetjük le a tápvezeték kábelét.



25.11. ábra. A vízszintes dipólusok sugárzási diagramja a vízszintes síkban (DI 1 HM szerint)

A 25.11. ábrán különböző alakú dipólusok *E* diagramját közöljük. Mint látható, a gyűrűs dipólus jó körsugárzó, egyébként azonban sugárzása tekintetében sokkal hátrányosabb a többinél.

25.2.2. A szögcsített hajlított dipólus

Járműveken különösen jól használhatónak bizonyult a gyakorlatban a szögcsített hajlított dipólus. Az egyenes hajlított dipólusból úgy alakítjuk ki, hogy két felét egymáshoz képest szögben behajlítjuk, ezáltal egy körülbelül 100°-os szög két szárává alakítjuk át őket. A talpponti ellenállás nem változik meg észrevehetően, továbbra is kerekén 240 Ω marad. A sugárzási diagram azonban az *E* síkban elliptikussá válik.

Mint tudjuk, a hajlított dipólusnak, akár csak az egyenes félhullámú dipólusnak is, az *E* síkban nyolcas alakú a sugárzási diagramja, a sugárzási maximumok merőlegesen a dipólus tengelyére, a sugárzási minimumok pedig tengelyirányúak (25.11. ábra). A 100°-ban behajlított dipólus sugárzási maximumai körülbelül 1 dB-lel kisebbek, és az egyenes dipólussal előállított legnagyobb

vételi feszültségnek ennek megfelelően csak a kerekén 90%-át kapjuk meg vele. A nullahelyeket ugyanakkor megszünteti a szögcsítés, és a minimumokban is megkapjuk a körülbelül 45%-os feszültséget. A gyűrűs dipólushoz viszonyítva nagyjából csak a fele feszültséget kapjuk meg (a szögge átalakított hajlított dipólus főirányára vonatkoztatva), és a minimumok irányában még mindig valamivel jobb a szög dipólus, mint a gyűrűs antenna. Ezért csak ott szabad gyűrűs dipólust alkalmazni, ahol kis méreteket, tetszetős külsőt és közel kör alakú sugárzási diagramot akarunk kapni. Ha nincsenek ilyen követelményeink, érdemes előnyben részesíteni a szögcsített hajlított dipólust. Ilyen dipólust mutat a 25.12. ábra; azt is megfigyelhetjük a fényképen, hogyan célszerű felerősíteni az antennát a gépkocsira.



25.12. ábra. Sarokszerűen kialakított hajlított dipólus gépkocsira (fotó: Egon Koch)

A sugárzási tulajdonságok tekintetében egyenrangú ugyan a szögcsített normális dipólus és a szögcsített hajlított dipólus, nagyobb (240 Ω) talpponti ellenállása miatt azonban többnyire az utóbbit részesítjük előnyben. Ha a szögcsített hajlított dipólust nem 240 Ω-os szalagvezetékkel, hanem 60 Ω-os koaxiális kábelrel akarjuk táplálni, iktassunk be egy félhullámú kerülővezeték is (a 7.5. alfejezet szerint) vagy egy feltekercselt kéthuzalozal vezeték (Guanelle-transzformátort) a 7.7. alfejezet szerint. Ebben a gyakorlati esetben szöge-

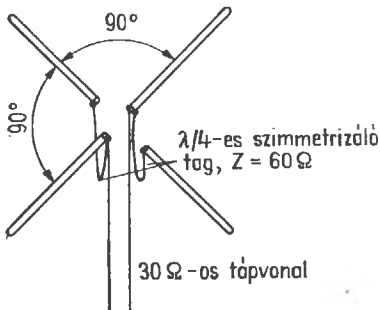
sítt egyhuzalos dipólust is alkalmazhatunk, és a koaxiális kábelt egy rövid gamma-illesztéssel csatlakoztathatjuk, de elektromosan és mechanikailag is előnyösebb a hajlított dipólusos megoldás.

Mínt hogy a szögcsített dipólusnak mindig van egy többé-kevésbé domináló sugárzási főiránya, kiemelt sugárzási irányú körsugárzónak is nevezjük. A dipólus két felével bezárt szög változtatásával befolyásolni lehet az E diagram alakját. Mint a 10.31. ábrán láthatjuk, annál jobban tudjuk kitölteni a minimumokat, minél hegyesebb szöget zár be egymással a dipólus két fele.

Néha olyan dipólusokkal is találkozunk, amelyek U, S vagy Z alakúra vannak behajlítva. Ezek a különleges formák elvileg nem különböznek a szögcsített hajlított dipólustól, inkább csak arról van itt szó, hogy a közelítőleg kör alakú sugárzási diagramon kívül tetszetős alakot is adhatunk az antennának.

25.2.3. A keresztidipólus

A vízszintes síkban közel kör alakú diagramot a keresztidipólussal érünk el. Sorompóantenna, quirl-antenna és turnstile néven is ismeretes ez az antennatípus. Két egyenes félhullámú dipólusból vagy hajlított dipólusból tevődik össze oly módon, hogy ezek a dipólusok keresztben, egymásra merőlegesen helyezkednek el, mint vázlatos rajzban a 25.13. ábrán látjuk. A kör alakú sugárzási



25.13. ábra. A keresztidipólus

diagram megvalósítása végett egymáshoz képest 90° fáziseltolással kell táplálni a két dipólust. Ezt a fáziskülönbséget a dipólusok közé beiktatott kerülővezetékkel érjük el. Ennek a vezetéknek az elektromos hossza $\lambda/4$ (ne feledkezzünk el a rövidülési tényező figyelembevételéről!), hullámellenállása pedig egy dipólus talpponti ellenállásá-

val nagyjából egyenlő nagyságú. Ez azt jelenti, hogy a negyedhullámú kerülővezeték hullámellenállásának 60Ω -nak kell lennie, ha a keresztidipólus egyenes félhullámú dipólusok alkotják, és 240Ω -nak, ha keresztetett hajlított dipólusokat használunk fel. Mínt hogy a táppontban párhuzamosan van kapcsolva a két dipólus, a tápponti ellenállás is lecsökken a felére. Ily módon az egyenes dipólusfelekből összeállított keresztidipólusban kerekben 30Ω hurkolt keresztidipólusban pedig körülbelül 120Ω ellenállást kapunk. E táplálási nehézségek miatt az amatőr-gyakorlatban ritkák a keresztidipólusok, hiszen az egyszerűbb szögcsített dipólussal kisebb költség árán is hasonló eredményeket kapunk. Ezenkívül a frekvenciafüggő összekötő vezetéke miatt a keresztidipólusnak nagyon keskeny a sávja.

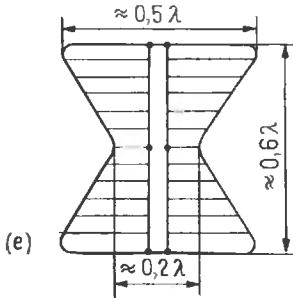
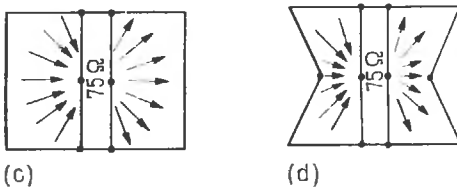
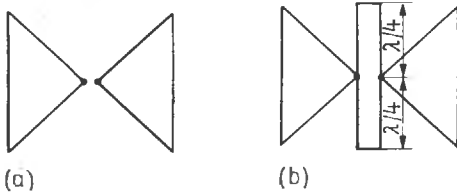
Ultrarövid hullámú vételre és tv-vételre majdnem mindig hajlított dipólusok keresztetésével készül a quirl-antenna. Eleinte az ultrarövid hullámú műsoradókhoz is alkalmazták mint körsugárzó adóantennát a keresztidipólust, de többnyire többszintes emeletes változatban. Ha több keresztidipólust helyezünk el egymás felett, a függőleges síkban bekövetkező nyalábolás folytán antennanyereségre teszünk szert, de a vízszintes síkban változatlanul megmarad a kör alakú diagram. Az antennanyereség nagyságát elsősorban az szabja meg, hogy mekkora a távolság a keresztidipólusos emeletek között. A kétszintes rendszerben és a szintek között $0,5\lambda$ távolsággal kerekben $1,2 \text{ dB}$ az antennanyereség; az $1,4 \text{ dB}$ maximumot akkor kapjuk meg, amikor $0,67\lambda$ -ra állítjuk be a szintek közötti távolságot. A négyzintes rendszerben $2,5 \text{ dB}$ nyereséget kapunk, ha $0,5$ és $3,7 \text{ dB}$ -t, ha optimálisan $0,82$ hullámhossz mindenhol az egymást követő szintek közötti távolság.

25.2.4. A superturnstile vagy más néven batwing-antenna

Közeli rokonságban áll a keresztidipólussal a superturnstile-antenna, amely egyébként batwing néven is ismeretes (batwing angolul denevérszárnyat jelent). Ebben az esetben is keresztidipólusról van szó, de a sávzélesség növelésére nagy felületű dipólusszarakat kell kialakítani, ezért denevérszárnyakhoz hasonló szerkezetet kapunk.

A batwing-dipólus kialakulásának egyes fázisait a 25.14. ábrán láthatjuk. Egyszerű egyenes félhullámú dipólusból indulunk ki, és hogy nagy sávzélességet kaphassunk, „vastag” dipólussá

kell átalakítanunk ezt a kiindulási alakot. Ezt többek között úgy érhetjük el, hogy a dipólus két szárát a 25.14.(a) ábrának megfelelően háromszöggé képezzük ki. Ilyen pillangódipólusokkal a deciméteres hullámok tartományában mint széles sávú sugárzókkal gyakran találkozhatunk.



25.14. ábra. A batwing-dipólus származtatása a pillangódipólusból

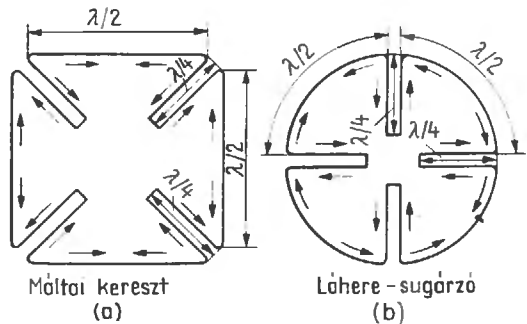
Ennek a pillangószerű dipólusnak a sáv szélességét még tovább növelhetjük, ha a táppontban a 25.14. (b) ábra szerint két további zárt negyedhullámú vezetékdarabot csatlakoztatunk. A következő lépés elvezet a 25.14.(c) ábrához. Itt már kitöltöttük a felületeket, és a két zárt negyedhullámú vezeték most egy $\lambda/2$ hosszúságút alkot a két téglalap között. A rés geometriai középvonalában van a táppont. A berajzolt nyílak a dipólusfelületen folyó áramok irányát adják meg. Az árameloszlás és a frekvenciaviszonyok megjavítására most kivágnunk a 25.14.(d) ábra szerint egy részt a két felületből oly módon, hogy a körvonalak denevérszárnyakra emlékeztessenek. Végül ezt a tömör dipólusszárnyat rácsszerkezettel helyettesíthetjük, ami-

vel a batwing-antenna megkapja végleges alakját [25.14.(e) ábra].

Ez a dipólus igen széles sávú, és tápponti impedanciája kerekén 70Ω -ot tesz ki. Hogy a vízszintes síkban közel kör alakú sugárzási diagramot kapjunk, a kereszt dipólushoz hasonlóan derékszögben összeillesztünk két batwing-antennát, és 90° fáziseltolással gerjesztjük őket. Üzletszerű használatra több ilyen antennát emeletesen egymás fölé szerelnek, és így jön létre az úgynevezett superturnstile. Az ultrarövid hullámú műsoradásban és a tv-műsorok kisugárzására nagyon elterjedt ez az antennarendszer, a rádióamatőrök gyakorlatában azonban alig van jelentősége.

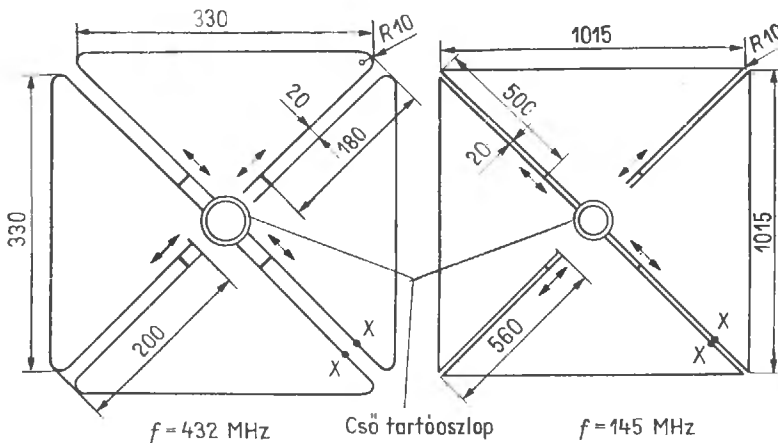
25.2.5. A máltai kereszt alakú antenna

A máltai kereszt alakú antenna vízszintes kör-sugárzó, és szinte tökéletes szimmetriájánál fogva majdnem ideálisan kör alakú a sugárzási diagramja. Ezenkívül roppant egyszerű táplálási megoldásokat tesz lehetővé. A tartós üzemi, 70 cm-en sugárzó OZ 7 IGY nagyon jó eredményekkel alkalmazta. A 25.15. ábrán bemutatjuk a máltai kereszt elvi rajzát és a valamivel ismertebb, de mechanikai tekintetben nehezebben megvalósítható lóhere-antennát. Működésük tekintetében nincs semmilyen különbség a két változat között.



25.15. ábra. Máltai kereszt és négylevelű lóhere alakú sugárzók

A máltai keresztben 90° -os eltolással négy félhullámú dipólust találunk. Mindegyik félhullámú dipólust egy — röviden hajtűhurok néven ismert — negyedhullámú vezetékdarab zárja le. Mint a berajzolt nyílakból is kitűnik, fázisban gerjesztjük a dipólusokat, de a szomszédos dipólusokhoz képest mindegyik dipólus ellenfázisú. Ez a fázisban eltolt gerjesztés hozza létre — akárcsak



25.16. ábra. A máltai kereszt alakú antenna méretei 432 és 145 MHz-re (mértéértékek mm-ben)

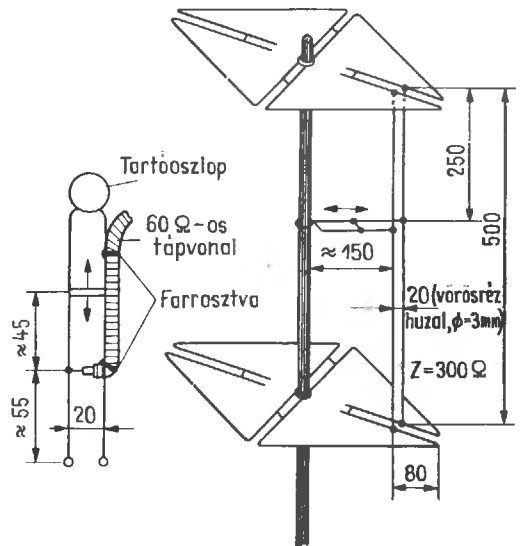
a kereszt dipólusban — a kör alakú vízszintes diagramot. Mindegyik hajtúhurokhoz változtatható rövidzár tartozik, hogy pontosan be lehessen állítani a rendszer rezonanciáját. Ezért a külső félhullámú részeket nem érdemes túlságosan pontosan méretezni, mert az eltolható rövidzárral utólag is beállíthatjuk a rezonanciát. Mivel pedig ezek a hajtúhurok tulajdonképpen hangolt vezetékdarabok, hullámmellenállásuknak sincs különösebb jelentősége. A párhuzamos vezeték közötti távolságot tehát a mechanikai követelményeknek megfelelően állíthatjuk be. Ezért a 25.16. ábrán a hajtúhurokokra megadott 20 mm-es távolság csak tájékoztatásul szolgál.

A 25.15. ábrán egy 70 cm-es és egy 2 m-es változat méreteit adtuk meg. Hangolás közben lehetőleg szimmetrikusan mozgassuk el a négy rövidzárt. Mínt hogy a négy antennelem össze van kapcsolva egymással, csupán az egyik rövidzár eltolása a hozzá tartozó félhullámú elemen kívül a többi elemre is kihathat. Az eltolható rövidzárak változtatásával ezenkívül az iránydiagramot is — bizonyos határok között — befolyásolhatjuk. A negyedhullámú vezetékdarabokra a mindenkor 180°-os fáziselforgatás létrehozása miatt van szükség.

Az egyszerűbb körsugárzók az egyenes félhullámú dipólus előnyös irányához képest körülbelül 3...6 dB-lel gyengébben sugároznak (például a gyűrűs dipólus 6 dB-lel, a kereszt dipólus pedig 3 dB-lel), a máltai kereszt vesztesége azonban — mivel ez a rendszer több dipólust tartalmaz — csak 1 dB-t tesz ki.

A máltai keresztet a négy hajtúhurok valamelyikében tápláljuk oly módon, hogy megkeresjük a negyedhullámú vezeték mentén az alkalma-

zandó tápvezeték hullámmellenállásának megfelelő impedanciájú pontokat. Ha a tápvezeték hullámmellenállása 240 Ω, a megfelelő impedanciájú pont a 70 cm-es sugárzón körülbelül 100 mm-re van a rövidzártól, a 2 m-es változatban pedig a negyedhullámú vezetékdarab közepétáján lehet. A csőárbcig meghosszabbított hajtúhurokot a rövidzár mögött keményforrasztással rögzíthetjük az árbocon. Az antennelemek és a hajtúhurok anyaga például 6 mm átmérőjű gömbölyű rézrúd, a 2 m-es változatban azonban 8...12 mm átmérőjű alumínium is megfelel.



25.17. ábra. Emeletes máltai kereszt 432 MHz-re (adatok mm-ben)

A máltai keresztből ajánlatos két- vagy több-szintes emeletes antennát összeállítani. Kétszintes antennával körülbelül 3 dB antennanyereséget lehet elérni, ha a szintek közötti távolság $0,7\lambda$. Egy ilyen máltai kereszt esemeletes antenna 432 MHz-re a 25.17. ábrán látható. Az 500 mm hosszú összekötő vezeték 3 mm-es rézhuzalból készül, a huzalok közötti távolság 20 mm, úgyhogy a hullámmellenállás kereken 300Ω (lásd az 5.4. ábrát). E vezeték hossza nem kritikus érték, hiszen nem hangolt, hanem illesztett vezetékről van szó. Geometriai középvonalában egy rövidrezárt vakvezeték helyezünk el, és ennek végét a tartóárbochoz erősítjük (lásd a 25.17. ábrán a részletrajzot). Itt lehet az egész rendszert, mint az ábrán látható, egy 60 Ω -os koaxiális kábelon keresztül táplálni. A négylevelű lóherének megfelelő alakú antennára értelemszerűen szintén érvényesek az itt elmondottak, hiszen elvileg egyfajta sugárzókról van szó.

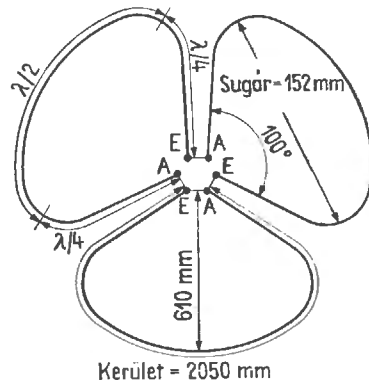
25.2.6. A „nagy kerék” (the big wheel)

A 2 m-es sávban szinte kizárólag csak éles irányhatású antennával dolgozik az ultrarövid hullámú amatőr, mert ezzel megsokszorozhatja egy meghatározott irányban adójának kisugárzott teljesítményét. Az irányhatás ezenkívül lehetővé teszi a más irányokból származó vételi zavarok kiszűrését és a hasznos jel kiemelését.

Ezek a jó tulajdonságok azonban nem mindig válnak az irányhatású antennák előnyére, hiszen a tapasztalatok szerint a 2 m-es sávban majdnem kizárólag az esti órákra korlátozódik a forgalom, és ebben a többnyire beáll az amatőr a legnagyobb kínálatot nyújtó irányra, aminek következtében elveszíthet más irányokban esetleg értékes összeköttetési lehetőségeket. Utólag igen gyakran kiderült már, hogy egy bizonyos irányban jó DX-lehetőség kínálkozott volna, de nem lehetett kihasználni, mert senki sem állította ebbe az irányba az antennáját.

Az ilyen alkalmakra ideális volna egy nagy nyereségű, vízszintesen polarizált körsugárzó, méghozzá lehetőleg egy éles irányhatású antenna mellett. Az ilyen körsugárzóval biztosak lehetnének abban, hogy mindenhol meghallhatják hívójeleiket és minden irányból hallhatjuk mások adását.

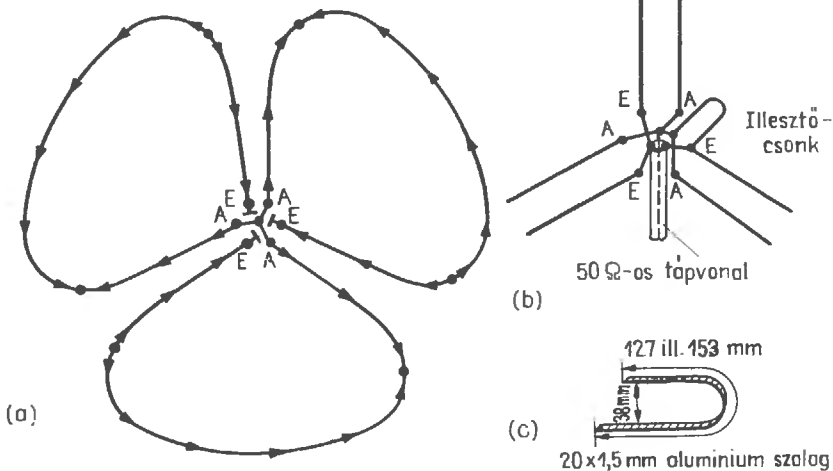
W 1 IJD és W 1 FVY egy ilyen antennarendszert dolgozott ki, és elnevezte nagy keréknek (The Big Wheel). Egyszintes kivitelezésben mint járműantennát próbálták ki, ebben az üzemmódban az egyszerű kereszt dipólushoz képest 5,7 dB nyereséget ért el vele, és jelentős mértékben csökkentették a mozgó állomásokra jellemző hullámsági jelenségeket (a rövid ideig tartó elhalkulásokat). Mint-hogy a kereszt dipólus nyeresége — a normális félhullámú dipólusra vonatkoztatva — 3 dB, a „nagy kerék” 2,7 dB-lel jobb a félhullámú sugárzónál.



25.18. ábra. A nagy kerék

A nagy kerék vázlatos rajzát a 25.18. ábrán közzöljük. Hasonlít az előbbieken ismertetett máltai kereszthez és négylevelű lóheréhez, de csak három hurkot tartalmaz. A fő különbség a gerjesztés módjában van. A máltai kereszt alakú rendszerben és a lóheresugárzóban sorosan csatlakoznak egymáshoz a sugárzóelemek, a nagy kerékben viszont párhuzamos a kapcsolás. Ennek következtében a nagy kerékre kisebb talpponti ellenállás adódik. Az áttekintés megkönnyítése érdekében a 25.18. ábrán nem rajzoltuk be az elemek összekötését és gerjesztését; az ezekre vonatkozó adatokat a 25.19. ábrán közzöljük.

Mint a rajzon látjuk, mindegyik hurkó kerülete 1λ ; a beírt 2050 mm hossz a 2 m-es sávra vonatkozik. Mindegyik hurkot úgy kell behajlítani, hogy szabad végéik A és E helyén 100° -os szöget zárjanak be egymással. A hajlatok görbületes sugara a 2 m-es hurkokon 152 mm. A szomszédos hurkokhoz tartozó A, E száruk közel $\lambda/4$ hossz mentén párhuzamosan haladnak. Minthogy a negyedhullámú részekben ellentétes irányúak az áramok, ezek a szakaszok nem sugároznak [lásd a 25.19.(a) ábrát]. A hurkok összekapcsolásának módját jól



25.19. ábra. A nagy kerék gerjesztése és táplálása:
(a) árameloszlás; (b) táplálás; (c) csontk

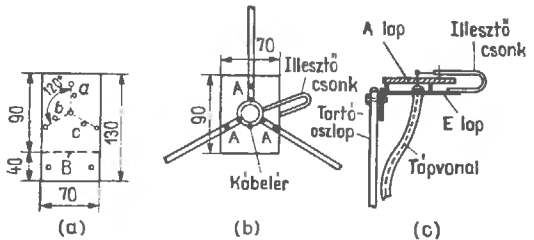
láthatjuk a 25.19.(b) ábrán: az A betűvel jelölt hurokkezdetek mind össze vannak kötve egymással, akárcsak az E betűvel jelölt végek. Eszerint a három hurok úgy van párhuzamosan kapcsolva, hogy a sugárzó félhullámú szakaszok mind azonos fázisban kapják a gerjesztést [lásd az áramok irányát jelző nyilakat a 25.19.(a) ábrán].

A hurkok párhuzamos kapcsolása folytán nagyságrendben 10Ω -ra csökken a talpponti ellenállás. Hogy azonban a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelekkel is táplálhassuk a rendszert, kissé megrövidítjük az egészhullámú hurkokat, és az így keletkező kapacitív meddő összetevőt a táppontban egy induktív csontkkal kompenzáljuk. Ezzel elérjük, hogy a táppont automatikusan eltolódik a mélypontból a nagyobb impedanciaértékek felé, vagyis akármilyen hosszú koaxiális kábel lehet a tápvezeték. A csontk egyenes szakaszának a hossza a 2 m-es sávnak megfelelő rezonancia eléréséhez 127 mm. Ha gépjárművön, a kocsifedele fölött kis magasságban akarjuk felszerelni a „nagy kereket”, inkább 153 mm-re vegyük a csontk egyenes szakaszának a hosszát. Magát a csontkot a 25.19.(c) ábra szerint alumínium szalagból készítjük el (szélessége 20 mm, vastagsága kb. 1,5 mm).

Elektromos vonatkozásaiban nincs nagy jelentősége annak, hogy milyen anyagot használunk fel az egészhullámú hurkokhoz. Ebben az esetben mindenképp a mechanikai megfontolások jönnek számításba, mert az antenna oldalsó kiszögellésének sugara mindig kerekén 600 mm. A mintantenna 9,5 mm vastag alumínium csőből készült,

nyitott végét legalább 50 mm mélyen bevert fadugó vagy alumínium csap zárja le. E helyett éppen ilyen jó szolgálatot tehet a 8...10 mm átmérőjű tömör, gömbölyű alumínium rúd is, amilyen a villámhárítókhoz használatos. Ezenkívül a tömör anyagot még könnyebb is hajlítani, mint a csövet. A cső alakú vezetőt megtöltjük száraz homokkal, dugókkal jól elzárjuk a két végén, és ebben az állapotában kifogástalanul és törésmentesen behajlíthatjuk.

Meg kell gondolnunk még a hurkok mechanikai rögzítését és helyes összekapcsolását. Egy lehetséges konstrukciós megoldás a 25.20. ábrán látható.

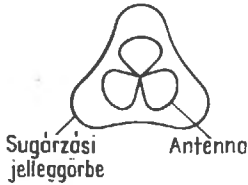


25.20. ábra. A nagy kerék felerősítése (mértékek mm-ben)

A tartószerszék egy derékszögű négyszög alakú, 130 mm \times 70 mm méretű fémlemez [25.20.(a) ábra.] Ebből a lemezből egy 40 mm hosszúságú rész derékszögben behajlítunk (a szaggatott vonal mentén), hogy hozzáerősíthessük az antennaárbochoz. A lemezt, amely itt az alaplemez szerepét tölti be, egy U alakúra behajlított menetes csappal hozzáerősítjük az árbochoz, egyúttal mindjárt földeljük is. Az E alaplemezen csavarokkal rögzítjük az E

hurókvégeket és a csomk rövidebbik szárát, de ügyeljünk arra, hogy jó fémes érintkezés jöjjön létre. A tápkábel külső vezetőjét is az alaplemezhöz forrasztjuk. Az E alaplemez fölé kis távolságban felszerelünk egy másik, a rajzon A betűvel jelölt műanyag lemezt, és a hurkok A kezdetét, a csomk hosszabbik ágát, továbbá a tápkábel belső vezetőjét ehhez erősítjük, egymással pedig fémesen összekötjük.

A „nagy kerék” nagy sáv szélességű antenna. A 2 m-es változatban 142 és 150 MHz között 1,5 alatt marad a hullámosság. Ebből látszik, hogy a méretezésben nincs szükség túlságosan pontos értékekre. Mint a 25.21. ábrán látjuk, egyszintes kivitelezésben a negyedhullámú részek irányából behorpadások jelennek meg a sugárzási diagramon. A behorpadások mélysége 3 dB-t is elérhet.



25.21. ábra. A nagy kerék egyszintes változatának sugárzási diagramja

A nagykerék alakú antenna kiváló tulajdonságai még jobban érvényesülnek, ha két ilyen antennát egymás fölé szerelünk, vagyis kétszintes emeletes antennát állítunk össze belőlük. A szintek közötti optimális távolság $\frac{5}{8}\lambda$, és ebben az esetben az egyszintes változathoz viszonyítva körülbelül 3 dB-el nő meg az antennanyereség. A vízszintes sugárzási diagram kör alakú marad, a nyereség kizárólag csak abból származik, hogy a függőleges síkban csökken a nyílásszög. Ezáltal a gyújtószikrák zavaró hatása is sokkal kisebb lesz.

Az egyszintes antenna talpponti ellenállása, mint ismeretes, 50Ω . Két szint összekapcsolása révén a közös táppontban már csak 25Ω volna az ellenállás. Ezért már az összekötő vezetéknek úgy kell transzformálnia, hogy újra 50Ω impedancia jelenjék meg a közös táppontban. Szokásos eljárás a negyedhullámú vezetékdarab transzformáló hatásának kihasználása. Ebben az esetben mindkét szinten szükség van egy-egy negyedhullámú transzformátorra, és ezzel 50Ω -ról 100Ω -ra kell feltranszformálni a talpponti ellenállást, mert így lesz a párhuzamos kapcsolásban újra 50Ω a közös táppontban jelentkező ellenállás. A negyedhullámú vezeték Z_0 hullámellenállásának az

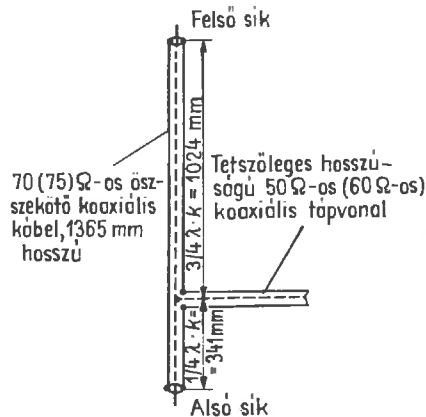
(5.31) egyenlet szerint

$$Z_0 = \sqrt{50 \cdot 100} \approx 70 \Omega$$

értékűnek kell lennie. 70Ω hullámellenállású koaxiális kábelek kaphatók az üzletekben (ilyen például a 75-4-1 vagy a 75-4-4 típusú kábel is). Ebben az esetben 50Ω -ról 120Ω -ra transzformálna fel az impedancia, és a tápponti ellenállásra 60Ω -ot kapunk.

A gyakorlatban 70 vagy 75Ω hullámellenállású koaxiális kábelből készül az összekötő vezeték és a transzformátor, és az elektromos hossz pontosan 1λ . A kábel rövidülési tényezője általában $0,66$, tehát a geometriai hossz $2070 \cdot 0,66 = 1365$ mm. Minthogy a szintek közötti optimális $\frac{5}{8}\lambda$ távolság a 2 m-es sávban kerekén 1300 mm, nagyon kedvező megoldást kapunk. Az 1λ hosszúságú vezetékdarab persze nem transzformál. Transzformálni csak negyedhullámú vezetékdarabbal vagy páratlan számú többszöröseivel ($\frac{3}{4}\lambda$, $\frac{5}{4}\lambda$, $\frac{7}{4}\lambda$ stb. hosszúságú szakaszokkal) lehet. Esetünkben azonban egyszerűbb fogáshoz is folyamodhatunk: felosztjuk az egészhullámú vezetékét egy $\frac{1}{4}\lambda$ és egy $\frac{3}{4}\lambda$ hosszúságú szakaszra. Az alsó szinttől egy negyed hullámhossznyi távolságról az egész rendszert táplálhatjuk.

Mindez jól látható a 25.22. ábrán. Itt azonban a következőkre is ügyelnünk kell: az alsó szintet negyedhullámú transzformátoron keresztül tápláljuk, míg a felső szint transzformáló vezetékének hossza $\frac{3}{4}\lambda$. Ez azt jelenti, hogy a két szint egymáshoz képest 180° fáziseltolással kapja a gerjesztést. A szükséges fázisviszonyok helyreállítására egymáshoz képest 180° -kal el kell forgatni a két



25.22. ábra. Az emeletes nagy kerék gerjesztése (a megadott méretek 145 MHz rezonanciafrekvenciára vonatkoznak)

szintet. Ezt nagyon egyszerűen érhetjük el, ha az alsó szintet mint hurokkezdetnek A betűvel jelölt végét a felső szinten E hurokvégnek tekintjük és ennek megfelelően kötjük be.

A két szinten teljesen szimmetrikus gerjesztést minden műszaki fogás nélkül úgy érünk el, hogy az összekötő vezeték elektromos hosszát $1,5\lambda$ -ra vesszük. A közös táppont ekkor a vezeték geometriai közepére kerül. Ily módon mindkét szinthez elektromosan $\frac{3}{4}\lambda$ hosszúságú kábeldarab tartozik, márpedig az ilyen kábel mint negyedhullámú vezeték transzformál. Most már azonos fázisban és szimmetrikusan kapja a két szint a gerjesztést. $0,66$ rövidülési tényezővel számolva az $1,5\lambda$ hosszúságú vezetékdarab geometriai hossza a 2 m-es sávban $3100 \cdot 0,66 = 2046$ mm. Mivel a szintek közötti távolságnak kerekén csak 1300 mm-nek kell lennie, az összekötő vezetékét kerülőúton kell vezetni. Ez a kerülőút többnyire szükséges is, mert ily módon a tartóárbc mentén vezethetjük és rögzíthetjük az összekötő vezetékét, és a táppont jó mechanikai alátámasztást kap az árbocon.

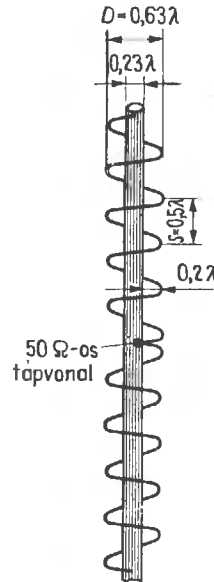
Kiderült, hogy a két szint közötti kölcsönös csatolás hatására egy kissé eltolódik a rezonancia a nagyobb frekvenciák felé. E hatás kompenzálására külön-külön 152 mm-re növeljük meg a két csomk egyenes szakaszának hosszát. Négy szintre is kibővíthetjük egyébként a nagy kerek antennát, de a kétszintes elrendezéshez képest alig 2 dB-lel kapunk nagyobb antennanyereséget, úgyhogy nemigen éri meg a nagyobb költséget.

Összefoglalva az elmondottakat, megállapíthatjuk, hogy a „nagy kerék” mint egyszintes antenna a 2 m-es sávban, mozgó állomásokon kitűnő, bár kissé idomtalan sugárzónak bizonyul. Kétszintes emeletes elrendezésben ez az antenna a helyhez kötött állomásokon nagyon jó, vízszintesen polarizált körsugárzó, és megfelelő antennanyereséget ad. A hagyományos eszközökkel felépíthető „nagy kerék” méretei a nagy sávzélesség miatt különösen nem kritikus értékek. Az itt közölt méretek betartásával megtakaríthatjuk magunknak az utólagos állítgatások fáradságát.

25.2.7. A körsugárzó kettős tekercsantenna

A kettős tekercsantenna a tekercssugárzók családjához tartozik (angol elnevezéssel helical = csavarvonal alakú, más néven helix), és a tengelyével függőlegesen felállítva nagyon jó teljesítőképességű, vízszintesen polarizált és a függőleges síkban élesen nyaláboló körsugárzót nyerünk ben-

ne. Mivel más alakú körsugárzókhöz képest mechanikai felépítésében is jelentős előnyöket nyújt, ezzel az antennával és kombinációival mint sugárzókkal helyenként az ultrarövid hullámú rádióadókban és a tv-adókban találkozhatunk.



25.23. ábra. A körsugárzó kettős tekercsantenna

A kettős tekercsantenna vázlatos rajzát a 25.23. ábrán látjuk. Mindegyik menet hossza 2λ , úgyhogy a menetek D átmérője $0,63\lambda$. A menetek közötti távolságra, az S menetemelkedésre előírt érték $0,5\lambda$. A táppont a kettős tekercs közepén van; innen indulnak ki egymáshoz képest ellentétes értelemben felfelé és lefelé a menetek. Egy-egy fél-sugárzó mentén általában öt, de legfeljebb tíz menet helyezkedik el. A sugárzás iránya merőleges a tekercs tengelyére. Az axiális irányban elhelyezett reflektor elősegíti a kereszt-sugárzást és elfojtja a hosszirányú sugárzási összetevőket. Ez a reflektor egy koaxiális fémhenger a tekercs belsejében egyúttal tartja is az egész antennát.

Mínt hogy a menetszám növekedésével rohamosan csökken a hasznos sávzélesség, ritka az ötnél több menet féltekercsenként. A $2 \cdot 5$ menetet tartalmazó kettős tekercsantennához $0,23\lambda$ külső átmérőjű axiális reflektorcső szükséges. Ebben a változatban a szerkezeti magasság 5λ , az antennanyereség körülbelül 7 dB. Az energiaátviteli kábelt a csőreflektor belsejében vezetjük el a központi helyzetű tápponthoz. A tápponti ellenállás nagyjából 50 és 100Ω közé esik.

26.

Különleges alakú méteres és deciméteres hullámú antennák

A hagyományos Yagi-antennákon és a csoport-antennákon kívül főként a méteres és a deciméteres hullámok tartományában sok különleges alakú antenna is használatos. Elsősorban a széles sávú, iránythatású antennákra, a különleges kiképzésű hosszugsugárzókra és a résantennákra gondolunk. Hébe-hóba a rádióamatőr is felhasznál bizonyos célokra ilyen különleges formákat.

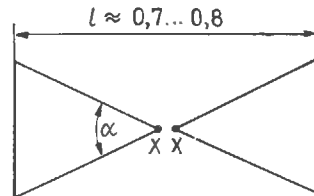
26.1. Felületi dipólusok és kombinációik

A kétdimenziósan kiképzett diódák talpponti impedanciája viszonylag nagy frekvenciatartományban alig függ a frekvenciától, sávzélességük tehát nagy (lásd a 4.3. alfejezetet). Mivel a VHF és különösen az UHF tartományban mechanikailag semmilyen nehézségbe nem ütközik a felületi dipólusok kialakítása, a deciméteres hullámok tartományában sok széles sávú rendszer ilyen elemekből épül fel.

26.1.1. A pillangóantenna

A 26.1. ábrán látható széles sávú dipólust azért lehet kifejezőbben pillangóantennának nevezni (az angol butterfly szó lefordításával), mert alakja nagyon emlékeztet a pillangók szárnyára. A német szakirodalomban azonban inkább a batwing-et (25.13. ábra) szokás pillangóantennának nevezni.

Ebben az egészhullámú dipólusban az elemek kétdimenziós kiképzésével nagy sávzélességet lehet elérni. A háromszög alakú szárnyakkal anyagot takarítunk meg, és az egymás mellé kerülő csúcsokban jól definiált táppontot kapunk. A szélek fokozott kapacitív hatása miatt lényegesen megrövidül a dipólus. Az α nyílásszög megszabja az egészhullámú pillangódipólus talpponti ellenállását, rövidülési tényezőjét és sávzélességét.



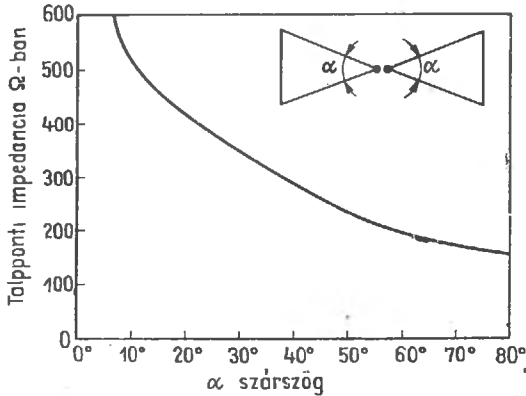
26.1. ábra. A széles sávú dipólus

Mechanikai okokból a méteres hullámok tartományában gyakran 30° nagyságrendű az α nyílásszög, deciméteres hullámokon viszont a sávzélesség tekintetében célszerűbb inkább 60° és 80° között megválasztani e szög nagyságát.

Mint a 26.2. ábrán látjuk, $\alpha = 30^\circ$ szöggel közelítőleg 350Ω talpponti impedanciára számíthatunk. Ebben az esetben az l hosszának körülbelül $0,8\lambda$ nagyságúnak kell lennie, és ezekkel az adatokkal $b = 0,65f_m$ a viszonylagos sávzélesség. A súly és a szélellenállás csökkentésére a háromszög alakú felületek perforált bádoglemezből vagy kis szemű dróthálóból is elkészíthetők. Rudakból összeállított rácsszerkezet is megfelel.

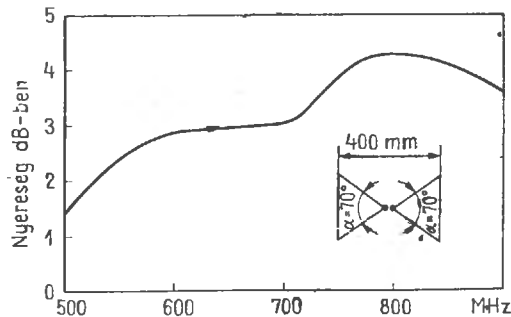
Az α szög növelése közben a talpponti impedancia már csak szűkebb korlátok között változik, és

viszonylag nagy frekvenciatartományban közel állandó marad. Optimálisak a 60° és 80° közötti szögértékek, a bemeneti ellenállásokkor $160 \dots 200 \Omega$, a rövidülési tényező pedig kerekén $0,73$. A talpponti impedancia meddő összetevői elhanyagolhatók, frekvenciafüggése pedig jelentéktelenül kicsi, az l hossz a nagy sáv szélesség miatt nem kritikus érték.



26.2. ábra. Irányértékek a pillangódipólus talpponti impedanciájára az α nyílásszög függvényében

Mint tudjuk, a karcsú egészhullámú dipólussal is elérünk a hangolt félhullámú dipólusra vonatkoztatva $1,8$ dB antennanyereséget. A nagyon széles sávú, egészhullámú felületi dipólust kedvező impedancia viszonyai miatt nemcsak a méretezési frekvencián, hanem sokkal nagyobb frekvenciákon is gerjeszthetjük. Ezekben a nagyobb frekvenciákon természetesen hosszabb a dipólus az elektromos λ -nál. Ennélfogva a nagyobb frekvenciák irányában növekszik az antennanyereség és körülbelül 4 dB-t érhet el. Példaként a 26.3. ábrán közöljük egy $\alpha = 70^\circ$ nyílásszögű (400 mm hosszú) pillangódipólus antennanyereségére 500 és 900 MHz

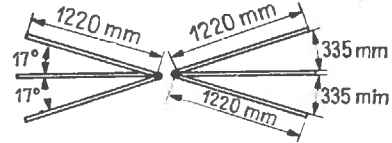


26.3. ábra. A pillangódipólus antennanyeresége ($\alpha = 70^\circ$, $l = 400$ mm) a frekvencia függvényében

frekvenciahatárok között kapott mérési eredményeket. Ezekből kitűnik, hogy a 70° nyílásszögű dipólus sáv szélessége lényeges mértékben túllépi a IV/V. tv-sáv határait.

26.1.2. A legyeződipólus

A vastag dipólus jellegzetes tulajdonságait a 26.4. ábrán látható módon rudakból legyezőszerűen kialakított dipólusban is megtaláljuk. Maguk a „legyezők” két vagy több rudat is tartalmazhatnak. Az ilyen konstrukciók anyagtakarékosak, könnyűek, és kicsi a széll ellenállásuk.

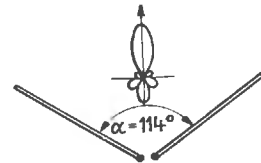


26.4. ábra. A legyeződipólus (előlnézete)

A 26.4. ábra szerinti méretekkel a legyeződipólus nagyjából egyenértékű egy 70 mm vastag hengeres dipólussal. A III. tv-sávban λ -nál mindig nagyobb az elektromos hossza. A dipólusok jól ismert nyolcas sugárzási diagramjáról itt már nem lehet szó, mert a vízszintes síkban a hosszabbtől függően, akár csak a hosszú huzalszálas antenna esetében, több melléknyaláb jelenik meg. A $7 \dots 12$. csatornáknál még számíthatunk ugyan körülbelül 2 dB nagyságrendű antennanyereséggel, de nem merőlegesen a sugárzó hossz tengelyére, hanem valamilyen más irányokban.

A „túlágosan hosszú” legyeződipólus fő sugárzási irányának egyértelművé és egyoldalassá tételére egyszerű lehetőség adódik azáltal, hogy V alakban (szögben) képezzük ki a legyezőket. A V alak szerinti elrendezésben α optimális értéke attól függ, hogy λ hullámhosszban kifejezve mekkora a szár hossza (11.4. alfejezet).

A 26.4. ábra szerinti legyeződipólus esetében $\alpha = 114^\circ$ nagyon kedvező érték, mert ekkor a III. sávban alkalmazott antenna E diagramján egy-



26.5. ábra. A sarokszerűen kiképzett hajlított dipólus (felülnézete)

oldalal főnyaláb jelenik meg, olyasféle, mint amelyet a 26.5. ábrán láthatunk. Ez a szögben kiképzett legyeződipólus nagyon jól használható védőantenna a méteres hullámú I., II. és III. sáv minden csatornájában. Csak segédantennának tekinthető azonban, mert talpponti ellenállása a frekvenciától függően 60 és 600 Ω között ingadozik, és meddő összetevőket is tartalmaz. A III. tv-sáv vételi csatornáiban azonban számítani lehet 3,5... 5 dB antennaerősítésre (az 5. csatornában 3,5, a 8. és a 9. csatornában 5 dB-re). A megadott méretekkel a 8. és a 9. csatornában 240 és 300 Ω közötti nagyságú, közel valós talpponti ellenállást kapunk. Az I. és a II. sávban nagyjából egy félhullámú dipólus sugárzási diagramjára számíthatunk, de határozott nullahelyek nem lesznek benne.

26.1.3. Az egyszerűsített tölcérsugárzó

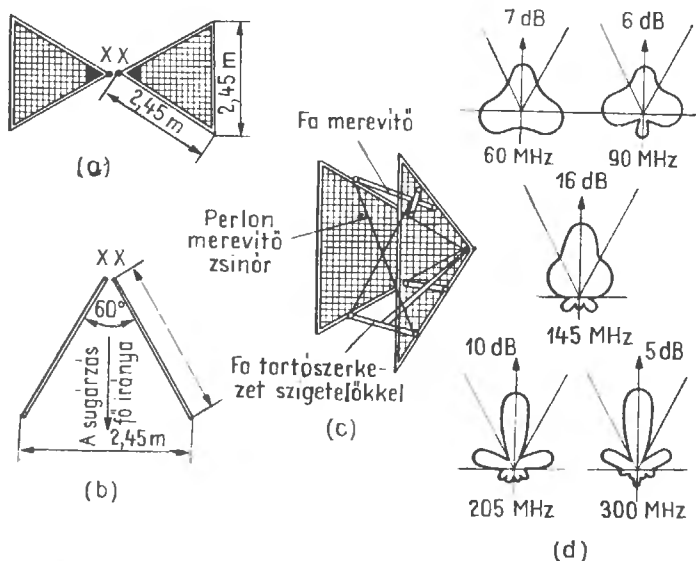
A következőkben ismertetendő, széles sávú felületi antenna szoros kapcsolatban van a V elrendezésű legyeződipólussal. Jó antennanyerességgel az egész VHF-spektrum vételére kiválóan alkalmas. Valódi széles sávú antenna: a körülbelül 50 MHz-től fölfelé egészen a deciméteres hullámokig terjedő frekvenciatartományon belül nincsenek rezonanciái, és a frekvenciával folyamatosan nő a nyereség. Ezt a felületi antennát minden szüksé-

ges méretezési adatával együtt a 26.6. ábrán láthatjuk.

Mint a 26.6.(a) ábrából kiderül, két egyenlő oldalú háromszögről van itt szó, az élék hossza 2,45 m. Ennek megfelelően az α nyílásszög 60° . A két csúcstól XX táppontban közelíti meg egymást. Hogy V alakú pillangódipólussal van dolgunk, azt a 26.6.(b) ábrán figyelhetjük meg: a két háromszög alakú felület szintén 60° -os szögben hajlik egymáshoz. A sugárzási (vételi) főirányt a szögfelező adja meg.

A DL 1 FQ által kipróbált változatban vascsőből készült el a háromszög alakú két keret, és horganyozott drótháló volt kifeszítve rajtuk (20 mm-es lyukbősséggel). Hogy ezt a kissé terjedelmes szerkezetet hogyan lehet mechanikailag összefogni, a 26.6.(c) ábrán láthatjuk. Célszerűnek bizonyult a műanyagszálas vagy üvegfonalas diagonális előfeszítés.

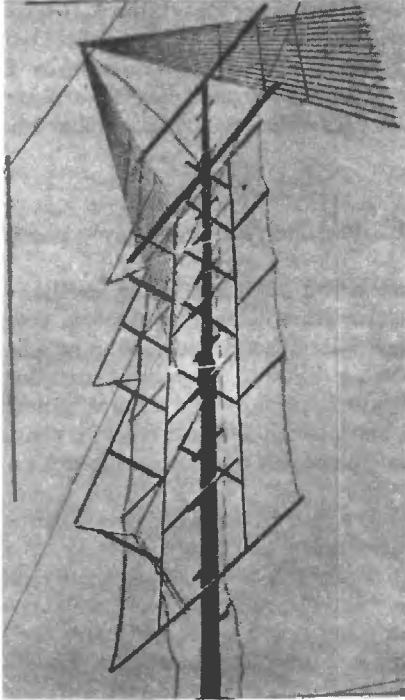
A 26.6.(d) ábrán bemutatott vízszintes diagramot és nyereségi adatokat mérések alapján DL 1 FQ adta meg. 60 MHz frekvencián közel kör alakú a diagram, a három főnyaláb tengelyében tekintélyes értékű 7 dB-es nyereséget kapunk. Az ultrarövid hullámú műsorszórásban (90 MHz-en) a teljes körből másodlagos 300°-os ív mentén jó vételi lehetőségekre lehet számítani. A 2 m-es sávra (145 MHz-re) valószínűtlenül nagy, 16 dB a megadott érték, de a III. tv-sáv frekvenciáin újra



26.6. ábra. Az egyszerűsített tölcérsugárzó:

(a) előlnézet; (b) felülnézet; (c) példa a mechanikai kivitelezésre (oldalnézet); (d) sugárzási diagramok különböző frekvenciákra (DL 1 FQ szerint)

a szokásos nyereségértékek adódnak. Pontos ellenőrző vizsgálat esetén bizonyára kisebb értékekre kellene kijavítani ezeket a nyereségi adatokat. Az ilyen V-dipólusok használói azonban mindig kiemelik a széles sávú vételre vonatkozó kiváló tulajdonságokat.



26.7. ábra. DL 6 MH tölcserantennája (alatta egy bisquare a reflektorfal előtt)

A 26.7. ábrán egy ilyen fajtájú, DL 6 MH által kipróbált tölcserantenna látható. A háromszögek könnyűfém csőből készültek, oldalhosszuk 3 m. A táppontból, vagyis a csúcspól legyezőszerűen tizenöt, egyenként 8 mm átmérőjű alumínium cső nyúlik ki. Ez az antenna kiválóan alkalmas az ultrarövid hullámú rádióműsorok vételére, de az I. tv-sávban is jó eredményekkel használható. A 2 m-es sávban egy 12-elemes csoportantennával egyenértékű, a 70 cm-es amatőrsávban viszont teljesen felmondja a szolgálatot.

A méreteket természetesen tetszés szerint növelhetjük vagy csökkenthetjük. Ha például az ultrarövid hullámú műsorsávban közel kör alakú diagramot akarunk kapni, annyira csökkentjük a méreteket, hogy az élek hossza 1,65 m legyen. Ezáltal a 2 m-es sávban még megfelelő antennanyereséget

kapunk, és a teljes III. tv-sávban jó eredményekre számíthatunk.

A 60° nyílásszögű tölcserantennán a háromszög alakú felületek oldalhosszának és a legnagyobb üzemi hullámhossznak az aránya körülbelül 1 : 2, vagyis például a 3 m oldalhosszúságú tölcserantenna használhatósága 6 m üzemi hullámhosszon, tehát 50 MHz frekvencián kezdődik. Az antennanyereség a frekvencia növelése közben mindaddig folyamatosan nő, míg erősen levelessé nem válik a sugárzási diagram.

Az XX táppont impedanciája az alsó határfrekvencián körülbelül 300 Ω , a nagyobb frekvenciákon pedig körülbelül 380 Ω -ig növekszik. Az antenna táplálásához tehát a kereskedelmi forgalomban kapható 300 Ω -os vezetékek használhatók. Kisebb veszteségeket okoz és tartósabb is a saját készítésű, nagyjából 350 Ω hullámellenállású, levegőszigetelésű kéthuzalos vezeték.

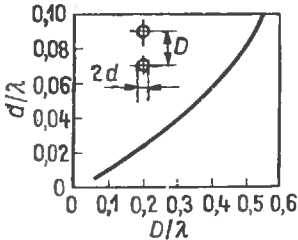
Ha adóantennának akarjuk felhasználni a tölcse-sugárzót, ne feledjük el, hogy a széles átviteli sáv következményeként az adó kimeneti körében megjelenő felhullámok és oldalsávok teljes egészükben — esetleg az antennanyereségnek megfelelő erősítéssel — szintén kikerülnek az éterbe. Ezért már az adóban gondoskodnunk kell a nemkívánatos zavaró frekvenciák hatékony elfojtásáról.

26.2. Reflektorfalas antennák

A reflektorfal viszonylag nagy felületű fémszerkezet, és az elektromágneses hullámok szempontjából nagyjából úgy hat, mint az optikában a tükör, vagyis visszaveri a hullámokat. A beesési szög mindig megegyezik a kilépési szöggel. A visszaverő felület ideális esetben egy jól vezető felületi réteggel hatalmas bádoglemez (az elméletileg ideális esetben végtelen nagy méretű és végtelen nagy vezetőségű felület).

A visszaverőképesség szempontjából a drótháló felülete nagyjából egyenértékű lehet a sima fémfelülettel, ha a lyukbőség nem nagyobb a hullámhossz 200-ad részénél. Moullin vizsgálatai szerint a tömör reflektorfal párhuzamos huzalokból álló hálózattal is helyettesíthető, de ebben az esetben a huzalok sugarának meghatározott arányban kell állnia a huzalok közötti távolsággal. Ez az arány a hullámhossztól függ, magát az összefüggést a 26.8. ábrán közöljük. Moullin azt is bebizonyította, hogy a huzalok átmérője sokkal kisebb is

lehet a görbén leolvasható értéknél anélkül, hogy emiatt észrevehetően romlana a reflektorfal hatékonysága. A rúdszerkezetes reflektorfalak rúdjai közötti távolságot anyagtakarékoskodásból és a szélellenállás csökkentése végett többnyire $\lambda/20$ nagyságúra szokás venni.



26.8. ábra. A huzalok d sugara és D távolsága közötti összefüggés elektromosan tömör reflektorfal esetén. A sugarat és a távolságot viszonylagos értékben, a λ hullámhosszra vonatkoztatva adjuk meg (Moullin szerint)

Sok amatőr a baromfiudvarok bekerítéséhez használatos, kis lyukbőségű dróthálóból készít magának reflektorfalat. A dróthálót úgy kell kifejteni, hogy az összesodrott huzalszakaszok párhuzamosak legyenek a sugárzó hosszirányú kiterjedésével. A párhuzamos csövekből álló reflektorfelület ritka az amatőrgyakorlatban, mert drága, ezenkívül elektromosan semmivel sem előnyösebb a huzalhálóból készített reflektorfalnál.

A reflektorfal méreteire egyszerű gyakorlati szabályunk van: minden irányban legalább egy fél hullámhosszal túl kell nyúlnia a reflektorfalnak az antenna széleire. Ha a félhullámú dipólust $\lambda/4$ távolságra helyezzük el a reflektorfaltól, az előre-sugárzás és a hátrasugárzás aránya 0,82 λ magaságú reflektorral körülbelül 25 dB, 2λ falmagassággal már 38 dB, végül 4λ magas reflektorfal esetén 45 dB.

Elméletileg akkor kapjuk a legnagyobb (>7 dB) antennanyereséget, ha közvetlenül a reflektorfal elé ($0,05\lambda$ -nál kisebb távolságra) helyezzük a félhullámú dipólust. Ehhez azonban végtelen nagy méretű, ideális vezetőségű reflektorfalra volna szükség. A gyakorlatban azért nem lehet ilyen rendkívül kis távolságot hagyni a dipólus és a reflektor között, mert a nagy közelség megnövelné a reflektorfalban az ohmos veszteségeket, ezenkívül pedig nagyon kicsi volna a talpponti impedancia, úgyhogy csak keskeny frekvenciasávban volna használható a dipólus.

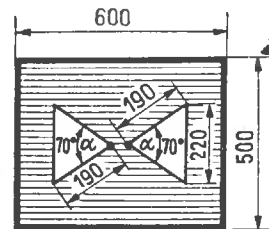
Az antennanyereség szempontjából a 0,1 és 0,35 hullámhossznyi távolságok a kedvezőek. 0,5 λ tá-

volságot nem szabad hagyni a reflektorfal és a dipólus között, mert ez két nagy melléknyalábra hasítaná fel a főnyalábot. E távolságon túllépve azonban nagyon alkalmas dipólustávolságok következnek 0,65 és 0,85 hullámhossz között. E távolságokon belül a gyakorlatilag elérhető antennanyereség 5 dB \pm 1 dB, feltéve hogy elég nagy méretű és elektromosan elég tömör a reflektorfal. Széles sávú adáshoz és vételhez mindkét távolságfüggő nyereségmaximum nagyon előnyös. Ezeknél nagyobb antennanyereséget csak sarokszerűen kiképzett vagy behajlított reflektorfallal lehet elérni.

26.2.1. Reflektorfalas, széles sávú antennák

Az ultrarövid hullámok tartományában kissé még nehezebbek a felületi reflektorok, ezért főként csak a deciméteres hullámokon szokásosak. Különösen a széles sávú dipólusokhoz válnak be jól a reflektorfalak, mert a rúd alakú hangolt reflektorokkal ellentétben a felületi reflektor nem alkot rezonanciarendszert, tehát nem korlátozza a sáv szélességet.

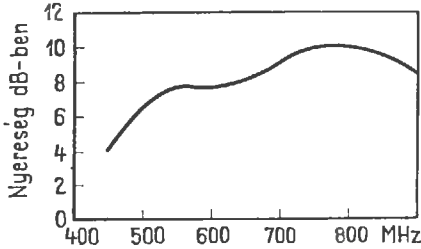
A reflektorfalas és pillangódipólusos antennák a deciméteres hullámú tv-sávban (a IV. és az V. sávban) népszerűek, mert jó antennanyereséggel az egész frekvenciaspektrum vételére alkalmasak. Itt lehetőleg nagy (60 és 70° közötti) értéken kell tartani az α szöveget, hogy a tápponti impedancia csak szűk határok között változzék a frekvenciával (26.1.1. pont).



26.9. ábra. Egyszerű széles sávú, reflektorfalas antenna 70° nyílásszögű pillangódipólussal (a reflektorfal és a dipólus közötti távolság 120 mm)

A 26.9. ábrán látható reflektorfalas pillangódipólus a 450 MHz-től 900 MHz-ig terjedő frekvenciatartomány vételére alkalmas. A félhullámú hangolt dipólusra vonatkoztatott antennanyereség mért értékeinek görbéje szerint (26.10. ábra) a 21. csatornában kerekén 5 dB-ről a 60. csatornában már körülbelül 10 dB-re nő meg a nyereség.

A dipólus és a reflektorfal közötti távolság 120 mm. A 70°-os nagy nyílásszög hatására a talpponti ellenállás kerekén 170 Ω. 240 Ω-os tápvezetékkel a hullámossági tényező az egész frekvenciatartományban kisebb 2-nél. Félhullámú kerülővezeték útján koaxiális kábeles táplálás is lehetséges, az átviteli sávot csak kismértékben szűkítené.



26.10. ábra. A 26.9. ábra szerinti, reflektorfal elé helyezett pillangódipólus mért antennanyeresége a frekvencia függvényében

Ha 240 Ω körüli tápponti impedanciát akarunk elérni, az α nyílásszöget körülbelül 45°-ra kell csökkentenünk. A sávzsélesség ezáltal kissé csökken, és a tápponti impedancia nagyobb mértékben válik frekvenciafüggővé.

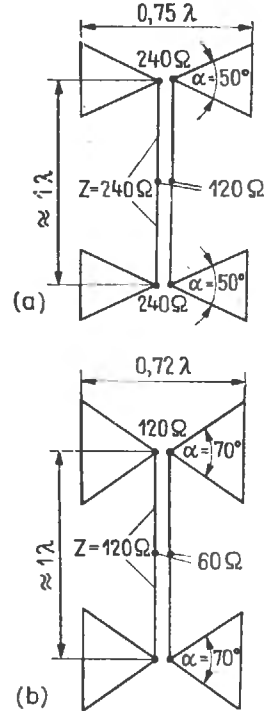
26.2.2. Emeletes, reflektorfalas, széles sávú dipólusok

A dipólusrés előnyeit reflektorfallal kapcsolatban és egészhullámú pillangódipólusok alkalmazásával is kihasználhatjuk. A széles sávú dipólusok emeletes elrendezése főként a táplálásban okoz nehézségeket, mert az egyes szintek gerjesztésének lehetőleg egyáltalán nem vagy csak jelentéktelen mértékben szabad rontania a sávzsélességet. Ezért a lehetőségeken belül kerüljük a hangolt transzformátortagok alkalmazását, és e helyett inkább tiszta ellenállásillesztésre törekedünk.

Két egészhullámú pillangódipólus emeletes elrendezésében kerekén 480 Ω talpponti impedanciájú dipólusok volnának kedvezőek, mert a két bemeneti impedancia párhuzamos kapcsolása következtében 240 Ω jelenne meg a középső táppontban. Ekkor azonban csak 15° körül lehetne a 26.2. ábra szerinti a pillangódipólus α nyílásszöge, vagyis viszonylag kicsi volna a sávzsélesség, és így szükségszerűen erősebben változna a talpponti impedancia a frekvenciával. A kis nyílásszög tehát nem kedvező megoldás.

Ha csak két szintről van szó, célszerűbb 50° körülre venni az α nyílásszöget, és a talpponti im-

pedancia ekkor a 26.2. ábra szerint közel 240 Ω lesz. A párhuzamos kapcsolás a középső táppontban ilyen körülmények között 120 Ω impedanciát eredményez. Az ide csatlakoztatott 240 Ω-os tápvezeték mentén az illesztetlenség 2 : 1 állóhullám-arányt okoz. Kompromisszumként legalábbis a véletlen elfogadható lehet, mert a kis nyílásszögű változatokhoz képest még mindig sokkal több az előny, mint a hátrány.



26.11. ábra. A reflektorfal előtt emeletesen elhelyezett pillangódipólusok gerjesztése:

(a) a nyílásszög 50°, a reflektorfaltól mért távolság 0,2λ; (b) az α nyílásszög 70°, a reflektorfaltól mért távolság 0,15λ; a reflektorfalat nem rajzoltuk be

A 26.11.(a) ábrán ezt a kompromisszumos megoldást 50° nyílásszögű pillangódipólusok emeletes elrendezésére mutatjuk be. Az összekötő vezeték egy tetszés szerinti hosszúságú, a szintek közötti távolsággal meghatározott 240 Ω-os kábel. A centrális táppont e vezeték geometriai közepére kerül. A reflektorfaltól mérhető távolságot a legnagyobb üzemi hullámhosszban kifejezve 0,2λ-ra vesszük. Ilyen távolság esetén csak jelentéktelen mértékben csökken a tápponti impedancia.

Egy másik, kedvezőbb lehetőséget a 26.11.(b) ábrán láthatunk. Itt 70° a nyílásszög, úgyhogy egy-egy dipólus talpponti ellenállása már csak

170 Ω körüli értékű (lásd a 26.2. ábrát). Ha a legnagyobb üzemi hullámhosszra vonatkoztatva körülbelül 0,15 λ -ra csökkentjük a dipólus és a reflektorfal közötti távolságot, a talpponti impedancia — kissé frekvenciafüggően ugyan — közel 120 Ω -ra csökken. Ily módon egy tetszés szerinti hosszúságú, 120 Ω hullámellenállású (például 120 D 10—1 típusú) kábel útján össze lehetne kötni egymással a két dipólust. A középső táppontban ekkor közel 60 Ω -os, szimmetrikus talpponti ellenállást kapunk. Széles sávú szimmetriaátalakító (lásd a 7. fejezetet) beiktatása révén a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelek valamelyikét is be lehet ide kötni. Gyakran el is hagyható a szimmetriaátalakító, és közvetlenül csatlakoztatható a kábel.

Ha a két egészhullámú pillangódipólus közötti szintkülönbséget nagyjából 1 λ -ra vesszük, 9 és 12,5 dB közötti frekvenciafüggő antennanyereségre számíthatunk. Ennek előfeltétele, hogy az emeletesen elhelyezett pillangódipólusok mögött egy eléggé nagyra méretezett reflektorfal legyen. Elég nagyra tekinthető ebben az esetben egy olyan visszaverő felület, amelynek magassága kerekén 2 λ , szélessége pedig 1 λ .

26.2.3. Sarokreflektoros dipólus (corner reflector)

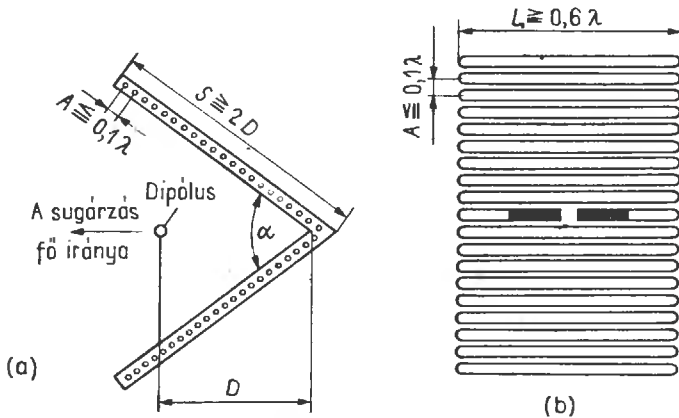
Nagy antennanyereséget már egyszerű dipólussal is elérhetünk, ha sarokszerűen kiképzett reflektorfal gyújtópontjába helyezjük. Mivel visszaverődéskor a kilépési szög megegyezik a beesési szöggel, a beeső sugárzás nagy részét a reflektorfal ki-

mutathatóan a dipólus felé veri vissza (feltéve, hogy a dipólus a sarokreflektor gyújtópontjában van). Síkfelületei következtében a sarokreflektoroknak nincs definiált gyújtópontja, ehhez ugyanis parabolikusan görbült felületekre volna szükség. Ennek ellenére még az ilyen tökéletlen sugárzáskoncentrációval is jelentős antennanyereséget lehet elérni.

A sarokreflektoros dipólus vázlatos rajzát a 26.12. ábrán láthatjuk. Mint a 26.12.(a) ábrán megfigyelhetjük, az α nyílásszögű sarokreflektor szögfelezőjén, a csúcstól meghatározott D távolságra van a dipólus. Ez a nyílásszög általában 90°, ritkább esetekben 60°, de kivételesen 45° is lehet. Az optimális D távolság az α nyílásszögtől függ. A száruk S hosszának legalább akkorának kell lennie, mint a dipólus távolságának a kétszerese ($\geq 2D$), az ennél hosszabb száruk tovább növelik az antennanyereséget.

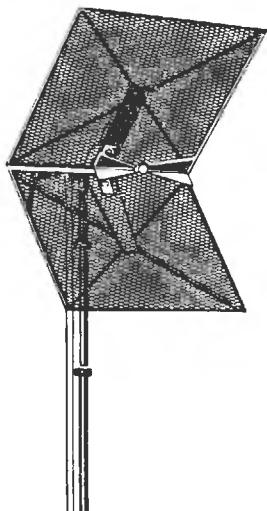
Ha a sávzélességre vonatkozólag nincsenek különösebb igényeink, a táplált antennaelem félhullámú egyenes dipólus vagy hajlított dipólus lehet. Ilyenkor legalább $L = 0,6\lambda$ szélesnek kell lennie a sarokreflektornak. A hosszabb dipólusokhoz megfelelően szélesebb sarokreflektorok szükségesek.

Ha a 26.12.(b) ábra szerint rudakból vagy huzaldarabokból állítjuk össze a visszaverő felületeket, a rudak (huzalok) közötti A távolságot $A = 0,1\lambda$ szerint kell felvenni. A gyakorlatban azonban ennél sokkal nagyobb távolságokra is rábukkanhatunk. Megfelelő rúdanyag hiányában 1...2 mm átmérőjű rézhuzalt vehetünk. A sarokállvány oldalsó léceit keresztülfúrjuk, és a lyukakon úgy fűzzük át a huzalt, hogy folyamatos meandervo-



26.12. ábra. Sarokreflektoros dipólus:
(a) oldalnézet; (b) előlnézet

nalat alkosson. Különösen a deciméteres hullámok tartományában még jobb eredményeket úgy érhetünk el, hogy kis lyukbőségű dróthálót feszítünk ki sarokreflektorok.

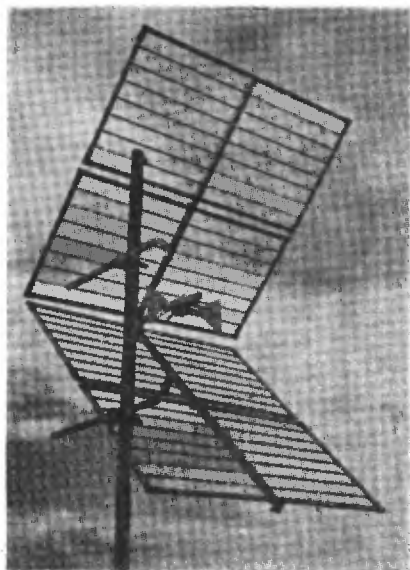


26.13. ábra. Széles sávú, sarokreflektoros antenna dróthálóból készített reflektorral

Nézzük meg például a 26.13. ábrát. Itt ezenkívül széles sávú dipólust alkalmazunk, és a reflektorfelülethez hasonlóan szögben szintén behajlítjuk. A IV/V. tv-sávban vételre alkalmas, széles sávú, sarokreflektoros antennákra egy gyári mintát a 26.14. ábrán mutatunk be. A 470 MHz-től 790 MHz-ig terjedő tartományban ezzel az antennával 10 és 12,5 dB közötti nyereséget lehet elérni (10 dB-t a 21. csatornában és 12,5 dB-t az 55-ikben). A sarokreflektor dróthálójának aránylag nagy lyukbősége ellenére a hátrasugárzási csillapítás legalább 25 dB.

A 26.15. ábrán közölt diagramokról leolvashatjuk a D dipólustávolság függvényében a sarokreflektoros antenna nyereségét és sugárzási ellenállását. Összehasonlításként a 26.15.(a) ábrán az egyenes síkú (180° nyílásszögű) reflektorfalra vonatkozólag is közlünk ilyen diagramokat. Ebben az esetben — mint látjuk — a közel 7,5 dB legnagyobb antennanyereséget akkor érjük el, amikor $0,1\lambda$ a dipólus távolsága. A kis értékű, 25Ω -os sugárzási ellenállás és a reflektorfal közelsége folytán azonban olyan nagyok a hatásos veszteségek, hogy ekkora antennanyereséget a gyakorlatban nem lehet elérni. Jobb megoldásnak bizonyul a $0,2\lambda$ távolság (6 dB antennanyereséggel). A sugárzási ellenállás görbéi megerősítik régebbi megállapí-

tásunkat, mely szerint a reflektorfal elé szerelt dipólus talpponti ellenállása stabil marad, ha a síkfelület és a dipólus közötti távolság $0,2\lambda$.

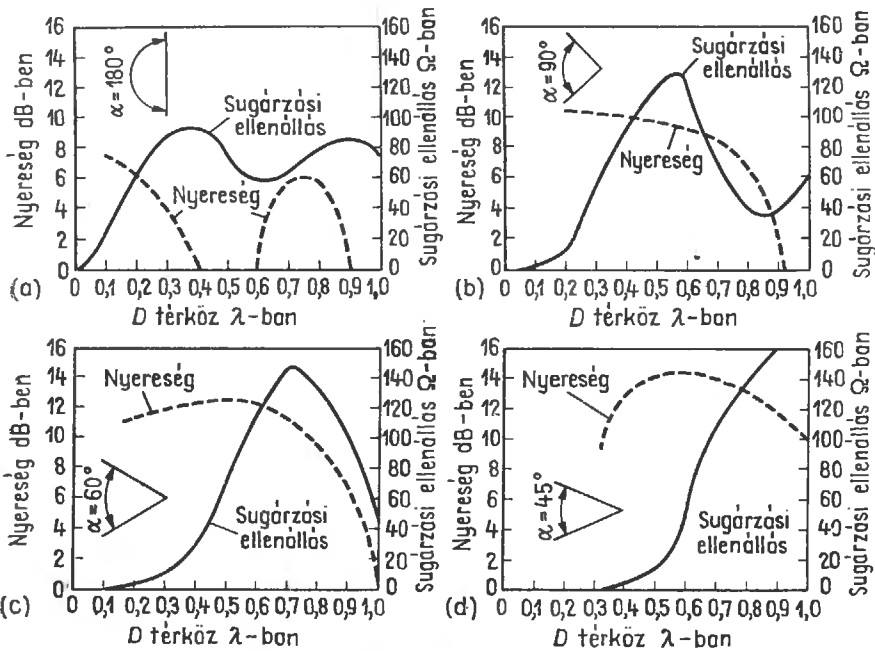


26.14. ábra. Corner-antenna a IV/V. sávra (VEB Antennenwerk, Bad Blankenburg)

A 26.15.(b) ábra görbéi 90° -os sarokreflektorra vonatkoznak. $D = 0,33\lambda$ kedvező távolságérték, mert az antennanyereség ekkor 10 dB és a sugárzási ellenállás 60Ω . A 26.15.(c) ábrán azt látjuk, hogy $\alpha = 60^\circ$ nyílásszög esetén a dipólus távolságát $0,5\lambda$ értékűre célszerű venni, mert így az antennanyereség 12,5 dB, a sugárzási ellenállás pedig 75Ω . A legnagyobb antennanyereséget 45° nyílásszöggel kapjuk [26.15.(d) ábra]. A 14,5 dB legnagyobb antennanyereség eléréséhez $0,06\lambda$ nagyságúra kell venni a D dipólustávolságot, és az ennek megfelelő 50Ω sugárzási ellenállás illesztési szempontból még kedvezőbb is.

A táplálás szempontjából nagyon előnyös, hogy mindig olyan talpponti ellenállást kapunk, amely a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelek hullámellenállásának tartományába esik. Negyedhullámú zárótag vagy valamilyen más szimmetriaátalakító közbeiktatásával minden itt felsorolt változat táplálásához koaxiális kábelt használhatunk. Ha 240Ω -os vezeték útján akarjuk táplálni a rendszert, az egyenes félhullámú dipólust hajlított dipólussal helyettesítjük.

A 26.1. táblázatban közöljük a 2 m-es és a 70 cm-es amatőrsávna megfelelő sarokreflektoros



26.15. ábra. A sarokreflektoros dipólusok antennanyereségének és sugárzási ellenállásának görbéje a D dipólustávolság függvényében:

(a) alkreflektor előtti dipólus (a nyílásszög 180°); (b) félhullámú dipólus és sarokreflektor (a nyílásszög 90°); (c) félhullámú dipólus és sarokreflektor (a nyílásszög 60°); (d) félhullámú dipólus és sarokreflektor (a nyílásszög 45°)

26.1. táblázat. A sarokreflektoros antennák méretei 145 és 435 MHz-re

Frekvenciasáv, MHz	145	145	435	435	435
Nyílásszög	90°	60°	90°	60°	45°
A szárak S hossza	$\cong 1370$	$\cong 2060$	$\cong 460$	$\cong 700$	$\cong 830$
A reflektorfal L szélessége	$\cong 1250$	$\cong 1250$	$\cong 420$	$\cong 420$	$\cong 420$
D dipólustávolság	683	1035	228	345	414
Dipólushossz	970	970	320	320	320
Rúdtávolság	$\cong 125$	$\cong 125$	$\cong 40$	$\cong 40$	$\cong 40$
Antennanyereség dB-ben	10	12,5	10	12,5	14,5
Talpponti ellenállás Ω -ban	60	75	60	75	50

antennák geometriai méreteit. A jelölések a 26.12. ábrára vonatkoznak, és minden méretadat milliméterben értendő.

rendszerből, többnyire azonban más elveken alapulnak. Az ismertebbek közül most néhány megoldást ismertetünk, amelyeknek az amatőr-gyakorlatban is van valamilyen jelentőségük.

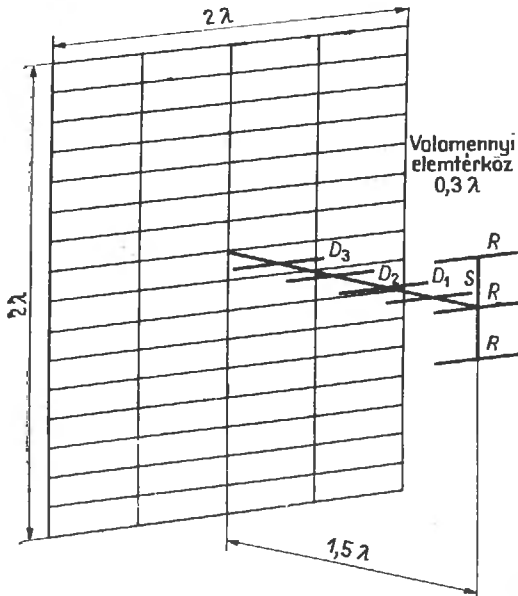
26.3. Különlegesebb alakú hosszúsugárzók

A legismertebb és legelterjedtebb fajtájú hosszúsugárzó a Yagi-antenna. Emellett azonban nagyon sokféle változatban vannak olyan hosszúsugárzók is, amelyek részben levezethetők ugyan a Yagi-

26.3.1. A backfire-antenna

Mint a 26.16. ábrán látjuk, a backfire-antennát egy reflektorfallal egybeépített hosszú Yagi-antennának tekinthetjük. Működési elvét az adással kapcsolatban könnyen megérthetjük: az S gerjesztett antennaelemből kiinduló sugárzás az R hármaskreflektor támogatásával eljut a direktorok

hullámvezető-rendszere mentén a nagy felületű backfire-falhoz. Itt visszaverődik, újra végighalad, de most már a fordított irányban a Yagi-struktúrán, és mint nyalábolt sugárzás kijut a szabad térbe. Minthogy a Yagi-struktúrát kétszer futja be a hullám, a backfire nagyjából ugyanazokkal az adatokkal jellemezhető, mint a kétszeres hosszúságú hosszú Yagi-antenna. A 26.16. ábrán látható backfire-antenna Yagi-szakasza például $1,5\lambda$ hosszú, tehát jellemző sugárzási tulajdonságainál fogva egy 3λ hosszúságú és háromszor több elemet tartalmazó hosszú Yagi-antennának felel meg.



26.16. ábra. A backfire-antenna

Az elmélet szerint az antenna hosszának és az antennaelemek számának megkétszerezésével legfeljebb 3 dB-lel növelhető a Yagi-antenna nyeresége; a gyakorlatban viszont veszteségek bekövetkezése miatt legfeljebb csak 2,5 dB többlet érhető el az antennanyereségben. Hasonló megállapításra jutunk a 22.7. ábra alapján is, amely szerint a Yagi-antenna hosszának megkétszerezése, vagyis $1,5\lambda$ -ról 3λ -ra való megnövelése az antennanyereségben körülbelül 2,3 dB növekedést eredményez. Ez az elmélet azonban a lehetséges antennanyereségen túlmenően alighanem nem veszi kellőképpen figyelembe a viszonylag nagy backfire-falnak mint visszaverő felületnek a hatását, ugyanis az irodalomban egyértelműen azt állítják, hogy az ugyanolyan hosszúságú, de backfire-fal nélküli Yagi-antennára vonatkoztatva mérésekkel kimu-

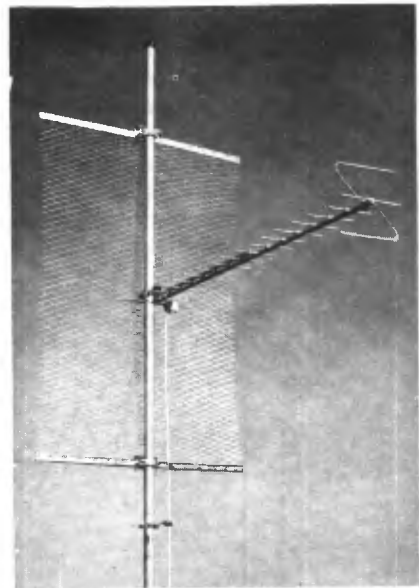
tatható nyereségnövekedés nagyjából 4...6 dB. Azt is hangsúlyozzák, hogy a visszaverő felület nagysága jelentős mértékben befolyásolja az antennanyereséget. Általában a következő itt a szabály: a backfire-falnak annál nagyobbak kell lennie, minél hosszabb a felhasznált Yagi-struktúra.

Ha az antenna D hosszának függvényében meg akarjuk határozni a backfire-fal optimális L élhosszát, az

$$L = \sqrt{1,5D} \quad (26.1)$$

közelítő képletet használhatjuk fel, amelyben L a négyzetes alakú backfire-fal oldalának hossza λ -ban, D pedig a Yagi-struktúra hossza ugyancsak λ -ban kifejezve.

A 26.16. ábrán felvázolt backfire-antennára megadott nyereség 14,5 dB, a vízszintes síkban mért nyílásszög 28° (a függőleges síkban körülbelül 35°). Mindenesetre az is fontos itt, hogy a backfire-fal egy-egy oldalának hossza 2λ legyen, és hogy a lehető legnagyobb antennanyereségnek megfelelően méretezett Yagi-struktúra hossza $1,5\lambda$. A reflektorfal nélkül optimálisra méretezett Yagi-antenna nagyon megváltoztatja rezonanciatalajdonságait, ha összeépítjük egy visszaverő backfire-fallal. Hogy visszakapjuk a legnagyobb antennanyereséget, az elemek távolságát megtarthatjuk, de hosszúságukat mindenhol meg kell változtatnunk. Közé-



26.17. ábra Backfire-antenna tv-vételre (Üzemi fotó: Kathrein)

lítő szabály az, hogy a táplált elemet és a reflektorokat meg kell hosszabbítani, a direktorokat viszont rövidebbre kell venni.

Az amatőrök aligha képesek elvégezni a backfire optimális beállításait. Már mechanikai okokból is csak a 70cm-essávban érdemes az amatőrnek backfire-antennát alkalmaznia. Kevesebb költséggel egyenértékű és kisebb terjedelmű hosszú Yagi-antenna alkalmazható a backfire helyett. Ha lehetőségünk van a backfire-antennának megfelelő nagy reflektorfalak felállítására, reflektorfalas emeletes antennát érdemes építenünk magunknak. Nagyjából ugyanakkora antennanyereséggel így nagy sávzélességet kaphatunk, tehát nem lesz kényes a rendszer méretezése.

Az iparban backfire-antennákat dolgoztak ki a IV/V. tv-sávok vételére. Példaként a 26.17. ábrán a Kathrein gyár backfire-antennáját láthatjuk.

26.3.2. A helical-antenna

Ez az érdekes iránythatású sugárzó tekerccsantenna, dugóhúzóantenna és helix beam néven is ismeretes. Különös helyzetet foglal el az ismert antennák sorában, mert cirkuláris (kör alakú), illetve elliptikus a polarizációja. Az amatőr-gyakorlatban eddig még csak alkalmi kísérletek voltak ezzel az antennafajttával, aminek főként az az oka, hogy a cirkulárisan polarizált adóantennával csak abban az esetben lehet elérni a lehető legjobb átviteli tulajdonságokat, ha az ellenállomás vevő-antennája cirkuláris polarizációjú.

Kör alakban körülfutó polarizáció akkor jön létre, ha a sugárzó vezetőt tekerccs alakítjuk át. Ügyelni kell arra, hogy a hossz menetenként 1λ legyen. A rövidülési tényező figyelembevételével ez kerekén $0,31\lambda$ nagyságú D menetátmérőnek felel meg. Előfeltétel továbbá, hogy legalább három

menetet tartalmazzon a tekerccs; a menetszám növelésével egyre tökéletesebbé válik a tiszta cirkuláris polarizáció. Az így méretezett egyszerű huzal-tekerccs a hossz tengelye mentén mindkét irányban sugároz. Reflektortárcsa felállításával egyoldalúvá tehető a sugárzás, és a meghagyott irányban még az axiálisan kisugárzott teljesítmény.

A helix beam vázlatos rajzát a hozzá tartozó számítási adatokkal együtt a 26.18. ábrán közöljük. A meneteket ezen a rajzon leegyszerűsítve ábrázoltuk. A $D = 0,31\lambda$ tekerccsátmérőt — frekvenciára vonatkoztatva a

$$D = \frac{9300}{f} \quad (26.2)$$

képletből számíthatjuk (D cm-ben, f MHz-ben értendő).

A tekerccs D átmérőjéből a menetek kerületének L hossza:

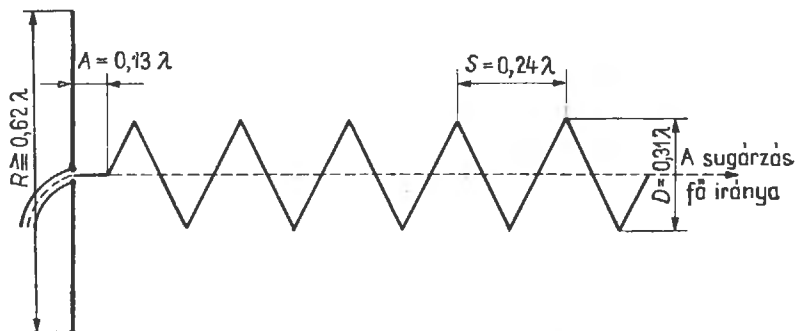
$$L = 3,14D. \quad (26.3)$$

Fontos jellemző adat a tekerccsantennára vonatkozólag az emelkedési szög is, amelyből azután kiszámíthatjuk a menetek közötti S távolságot. 6° és 24° közötti szögértékek megengedhetők, de 14° a szokásos emelkedési szög, mert ezzel lehet elérni a legkedvezőbb antennatulajdonságokat. A 14° emelkedési szögből a menetek közötti S távolságra $0,24\lambda$ értéket kapunk. A frekvenciára vonatkoztatott számítási képlet:

$$S = \frac{7200}{f} \quad (26.4)$$

(S cm-ben, f MHz-ben).

A reflektor átmérője kicsi lehet, de $0,5\lambda$ -nál mindig nagyobbra kell vennünk, mert ebben az esetben már alig változik valamit a rendszer bemeneti ellenállása. A nagy felületű reflektorok különösen jól csillapítják a hátrafelé irányuló sugár-

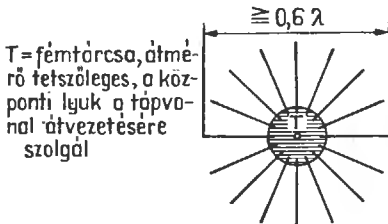


26.18. ábra. A helical irányúsugárzó vázlatja

zást. Jól használható közepes érték eléréséhez a reflektor átmérőjét a tekercs átmérőjének kétszeresére kell venni ($2D = 0,62\lambda$) A reflektortárcsa kör alakú, de megengedhetők a négyzetes fémfelületek is. A deciméteres hullámokon majdnem mindig tömör bádógtárcsa használatos, egyébként azonban főként a méteres hullámokon anyagtakarékosági és súlycsökkentési okokból olyan reflektorok is felhasználhatók, mint amilyeneket a 26.19. és a 26.22. ábrán láthatunk. A reflektor és a tekercsközvet közötti A távolságot célszerű $0,13\lambda$ -ra venni (hogy körülbelül $S/2$ legyen). Az ehhez tartozó és a frekvenciára vonatkoztatott képlet:

$$A = \frac{3900}{f} \quad (26.5)$$

(A cm-ben, f MHz-ben).



26.19. ábra. Egyszerűsített reflektor helix beamhez

A tekercset alkotó vezető d átmérője $0,02\lambda$ legyen. Az $L = 1\lambda$ kerületi hosszúságú tekercs Z talpponti impedanciája 136Ω . Az $L < 1\lambda$ kerületi hosszaknak $Z < 136 \Omega$ impedanciaértékek felelnek meg, de ez esetben nagyon frekvenciafüggő a Z impedancia. Ezzel szemben $L \geq 1\lambda$ esetén nagy frekvenciatartományban nagyon konstans ez a Z . Ha a tekercs L kerülete $0,75\lambda$ és $1,35\lambda$ között van, a Z talpponti ellenállás kiszámításához felhasználható közelítő kifejezés:

$$Z = 136L, \quad (26.6)$$

ahol $Z \Omega$ -ban, L pedig λ -ban értendő.

A táppont aszimmetrikus, a tápvezeték egy koaxiális kábel.

A bemeneti ellenállás jelentéktelen frekvenciafüggéséből következik, hogy a helical-antenna széles sávban is jól használható. Ha a menetek közötti S távolság 14° emelkedési szögnek megfelelően $0,24\lambda$, az $1 : 1,6$ hasznos frekvenciatartományon belül legfeljebb $1,35$ lesz a hullámossági tényező.

A helical-antenna nyeresége és irányhatása az n menetszámtól, L kerülettől és a menetek közötti S távolságtól függ. Az antennanyereség az n menetszámmal nagyjából arányosan nő. A G antenna-

nyereség kiszámításához Kraus által megadott közelítő képletek 12° és 15° közötti emelkedési szögekre és legalább 3 menetszámtól érvényesek. A cirkulárisan polarizált izotrop sugárzóra vonatkoztatott G antennanyereség:

$$G = 15 \cdot L^2 \cdot n \cdot S. \quad (26.7)$$

Ebben a képletben G pusztán szám (arány), L és S pedig a hullámhosszban fejezendő ki.

Az antennanyereség dB-ben kifejezett logaritmikus aránya:

$$G = 10 \lg L^2 \cdot n \cdot S \cdot 15. \quad (26.8)$$

Itt G dB-ben, L és S λ -ban értendő.

Ugyancsak Kraustól származik a fősugárzás α nyílásszögének képlete:

$$\alpha = \frac{52}{LVn \cdot S} \quad (26.9)$$

(ez a szög egyébként a félteljesítménypontok közötti sávzélesség). Az α szög ebben a kifejezésben fokban értendő.

Ez az összefüggés is csak a 12° és 15° közötti emelkedési szögekre és $n \geq 3$ menetszámokra érvényes.

A tekercsantennát általában cirkulárisan polarizálnak mondjuk, holott a valóságban elliptikus a polarizációja. Ezen az ellipszisen azonban a nagytengely és a kistengely hányadosa nagyon kicsi, és a menetszám növelésével egyre kisebb értékekre csökken. A tengelyek R_A hányadosa:

$$R_A = \frac{2n+1}{2n}. \quad (26.10)$$

Ez azt jelenti, hogy az ellipszis nagytengelyének és kistengelyének az aránya a legkisebb $n = 3$ menetszámmal $7 : 6$, de $n = 7$ esetén már csak $14 : 15$.

A 26.2. táblázatban megadjuk a menetszám különböző n értékeire várható antennanyereséget dB-ben és a hozzá tartozó nyílásszöget. A számítást a (26.8) és a (26.9) képlet szerint végeztük el, és a szokásos méretezésnek megfelelően $S = 0,24\lambda$ távolságot (14° emelkedési szöget) és $D = 0,31\lambda$ átmérőt (1λ kerületet) tételeztünk fel. A (26.8) képletből kiadódó antennanyereség izotrop sugárzóra (gömbosugárzó) vonatkoztatva értendő, és az összehasonlítás megkönnyítésére a 26.2. táblázat nyereségadatait hangolt félhullámú dipólusra vonatkoztattuk.

Ha nincsen szükség túlságosan hosszú tápvezetésekre, közvetlenül egy 75Ω -os koaxiális kábellel (például 75-7-8 típusúval) lehet gerjeszteni a

26.2. táblázat. A 26.18. ábra szerinti helical-antenna nyeresége és nyílásszöge az n menetszám függvényében

Menetszám	Antenna-nyereség	Nyílásszög
n	dB	szög°
3	7,9	61
4	9,1	53
5	10,2	47
6	11,0	43
7	11,7	40
8	12,3	37
9	12,8	35
10	13,2	33
11	13,6	31,5
12	14,0	30

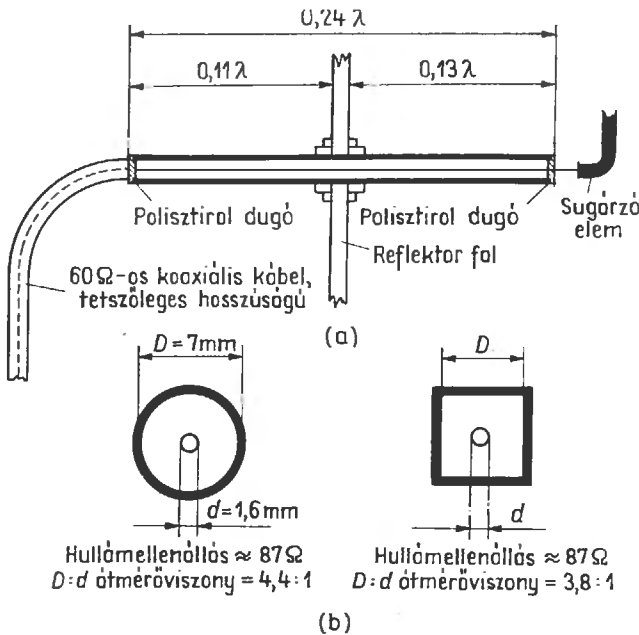
sugárzót (26.18. ábra). A hullámossági tényező ez esetben 2-nél kisebb. Jobb azonban egy koaxiális negyedhullámú transzformátor közbeiktatásával pontos illesztést létrehozni. Ugyanígyen jól egy koaxiális vezetékrendszerrel Q-match is kialakítható a 6.8. ábra szerint. Ehhez azonban még ki kell számítanunk az (5.31) képlet alapján e koncentrikus vezeték Z hullámellenállását. Ha a helix beam Z_A talpponti ellenállását 125Ω -nak vesszük, és egy 60-7-2 típusú, 60Ω hullámellenállású koaxiális kábelhez akarjuk elvégezni az illesztést

(Z_A), a koncentrikus negyedhullámú transzformátor Z hullámellenállása :

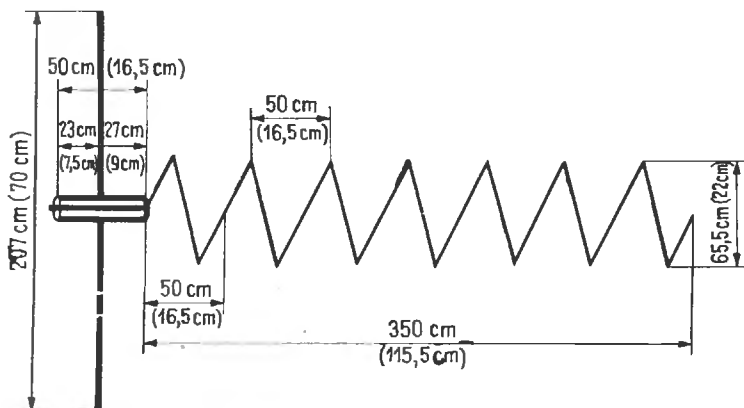
$$Z = \sqrt{Z_A Z_E} = \sqrt{125 \cdot 60} = \sqrt{7500} = 86,6 \Omega.$$

Az 5.5. ábra szerint egy légszigetelésű koncentrikus vezeték hullámellenállása akkor éri el a kívánt 87Ω -ot (a felkerekített értéket), ha belső vezetőjének külső átmérője úgy aránylik külső vezetőjének belső átmérőjéhez, mint 1 a 4,4-hez. A 60-7-2 típusú koaxiális kábel belső vezetőjét az egyszerűség kedvéért egyúttal a negyedhullámú transzformátor belső vezetőjének is vesszük (a kábel belső vezetőjének átmérője $1,6 \text{ mm}$). A Q-match külső csövének belső átmérőjére ekkor $1,6 \cdot 4,4 \approx 7,04 \text{ mm}$ értéket kapunk.

A 26.20. ábrán megmutatunk egy kivitelezési példát a koncentrikus illesztő transzformátorra. E vezeték hossza a rövidülési tényező figyelembevételével $0,24\lambda$. Ha a külső cső 7 mm -es belső átmérőjének kis értéke mechanikai nehézségeket okozna, tetszés szerinti csőméretet is választhatunk. A 87Ω -os hullámellenállás szempontjából csak az a fontos, hogy megmaradjon a $4,4 : 1$ átmérorány. Ha magunk akarunk elkészíteni egy ilyen koncentrikus vezetékot, sokszor úgy egyszerűsíthetjük dolgunkat, hogy négyzetes keresztmetszetre vesszük a külső vezetőt. Ebben az esetben



26.20. ábra. Koncentrikus negyedhullámú illesztőtranszformátor a helix beamhez: (a) hosszmetset; (b) keresztmetset



26.21. ábra. Helical-antenna a 2 m-es sávra. A reflektor és az illesztőtranszformátor részletei a 26.19. és a 26.20. ábrán

87 Ω hullámellenálláshoz az 5.6. ábra szerint $D : d = 3,8 : 1$ arány tartozik.

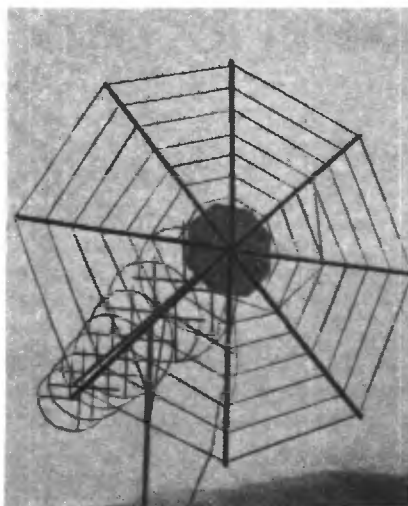
A 26.21. ábrán egy olyan tekercsantenna vázlatos rajzát látjuk, amelynek táppontját egy negyedhullámú transzformátorral illesztjük a koaxiális tápkábelhez. A beírt méretekkel ez a sugárzó 2 m-en használható, a 70 cm-es sávnak megfelelő méreteket zárójelben adtuk meg. A reflektor átmérője itt 1 λ . Magától értetődik, hogy a többi adat megváltoztatása nélkül 0,63 λ átmérőre is lecsökkenthetjük a reflektortárcsa méretét. A 26.2. táblázat szerint ezzel az antennával 40° nyílásszöggel 11,7 dB antennanyereségre számíthatunk.

A tekercs elkészítéséhez nagyon jól felhasználhatjuk a villámhárítók 10 mm-es alumínium vezetőjét. A szükséges hosszúságban vásárolhatjuk meg, és nagyon jól hajlíthatjuk. A tekercset egy megfelelő faállványra szerelhetjük. Fémoszlopot csak hátul, a reflektorral hátlapjához szabad hozzáerősíteni. Ez esetben azonban túlságosan egyenetlen a rendszer súlyeloszlása. Ezért sokszor előnyösebb lehet az antennát súlypontjában egy faszlopra erősíteni.

A 26.22. ábrán látható tekercsantennát DL 6 MH építette meg és próbálta ki. A pókhálószerű reflektor huzalból készült. Megépítője nyomatkosan hangsúlyozza az antenna rendkívüli éles irányhatását.

Ha cirkulárisan polarizált sugárzást lineárisan polarizált antennával vagy lineárisan polarizált sugárzást cirkulárisan polarizált antennával veszünk, csak feleannyi energiát tudunk kivenni az erőteréből, mint egyébként az azonos polarizációval. Ez 3 dB veszteséget jelent. A tekercsantennával azonban lineárisan polarizált hullámokat

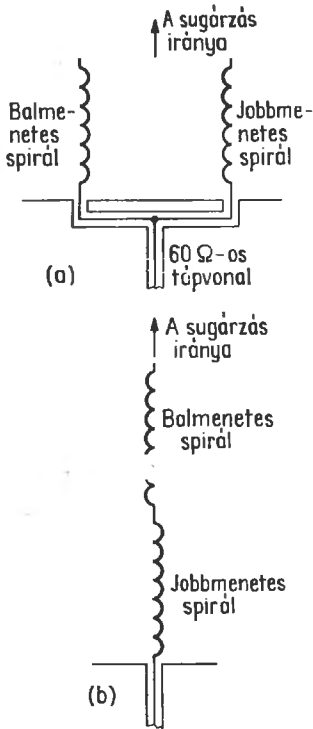
is ki lehet sugározni vagy lehet venni. Ennek megvalósításához a 26.23.(a) ábra szerint két egyforma tekercsantennát úgy kapcsolunk össze, hogy a menetek iránya ellentétes legyen a két tekercsben (az egyik jobb-, a másik balmenetű legyen).



26.22. ábra. DL6 MH helical-antennája

Egyező menetirány esetén elliptikus maradna a polarizáció. Ha az ellentétes menetirányú tekercseket egy vízszintes síkban egymás mellé helyezünk, vízszintes polarizációt kapunk. A függőleges polarizáció megvalósításához emeletszerűen egymás fölé kell szerelni a tekercsüket. Lineáris polarizációt kapunk akkor is, ha két egyforma feléplítésű, de ellentétes menetirányú tekercset a 26.23.(b) ábra szerint axiálisan helyezünk el és sorbakap-

csolunk. Ennek az elrendezésnek azonban a megvalósításával kapcsolatos mechanikai és elektromos nehézségek miatt nincs nagy gyakorlati jelentősége.



26.23. ábra. Lineáris polarizálás két ellentétes tekerceselésű helical-antennával:

(a) a tekercek párhuzamos kapcsolásával; (b) a tekercek soros kapcsolásával

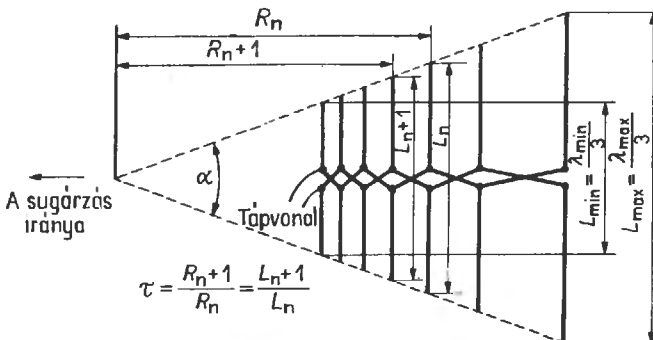
A 26.23.(a) ábra szerinti elrendezés különösen a 70 cm-es sávban lehet előnyös. A két tekercs párhuzamos kapcsolásával nagyjából 65...70 Ω

nagyságú, kedvező talpponti ellenállást kapunk. Ezért az ilyen rendszert minden transzformátortag közbeiktatása nélkül közvetlenül is össze lehet kapcsolni a kereskedelmi forgalomban kapható koaxiális kábelekkel. Ha hatmenetes, 14° emelkedési szögű tekerceket használunk fel, a tengelyek közötti távolságot 1,5λ-ra ajánlatos venni. Ilyen körülmények között a félhullámú dipólusra vonatkoztatva 14 dB antennanyereségre számíthatunk.

26.3.3. Logaritmikusan periódusos antennák

A logaritmikusan periódusos jelző olyan antennát jelent, amelynek tulajdonságai a frekvencia logaritmusával periodikusan változnak. Jelenleg a méteres és a deciméteres hullámok tartományában ilyenek a legújabb, rendkívül széles sávú hosszúságú sugárzók. A széles sávért és ezzel egyidejűleg viszonylag kis antennanyereségért aránylag nagy mechanikai árat kell fizetni. Ezért az amatőr-gyakorlatban aligha jöhet számításba a logaritmikusan periódusos antenna. Az iparszerűen fenntartott rádiószolgálatban viszont nagyon népszerű, különösen olyankor, amikor nagy tartományokon belül gyakran és gyorsan kell átváltani a frekvenciát. Ezért a rövidhullámokra már ismeretesek igen nagy terjedelmű, forgathatóan felszerelt logaritmikusan periódusos antennák.

A 26.24. ábrán példaként láthatjuk, hogy a logaritmikusan periódusos dipólusantennát nagyon sok antennaelem sorbakapcsolása jellemzi; az antennaelemek közül a leghosszabb $\lambda/2$ (a legnagyobb hullámhosszban), a legrövidebb pedig körülbelül $\lambda/3$ (a legkisebb hullámhosszban). A tápvezeték a legrövidebb dipólushoz csatlakozik, és mint keresztvezető elosztó vezeték tovább folytatódik innen a leghosszabb dipólusig. Adás közben a hull-



26.24. ábra. A logaritmikusan periódusos dipólusantenna

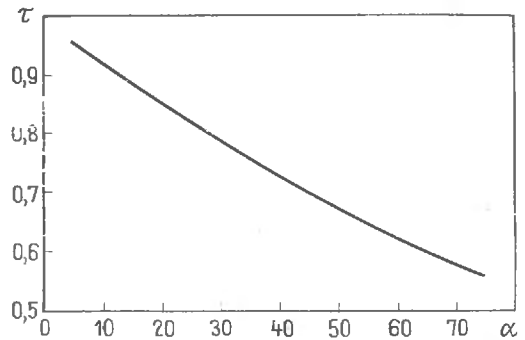
lám addig halad az elosztóvezeték mentén, míg egy olyan dipólushoz nem ér, amelynek hossza a λ hullámhossznak körülbelül egyharmada. Itt kezdődik az antennastruktúra aktív zónája, és addig az elemig tart, amelynek hossza az üzemi hullámhossz felével egyenlő. Az aktív zónán belül gyakorlatilag az egész bevezetett energiát kisugározza a rendszer. E zónán kívül egyetlen antennaelem sem vesz részt a kisugárzásban. A kívüleső elemek csak akkor válnak aktívvá, ha a hullámhossz változása következtében a sugárzó (aktív) zóna részévé válnak.

Ebből az következik, hogy a logaritmikusan periódusos antenna bármilyen nagy frekvenciatartományra méretezhető. A gyakorlati kivitelezésnek csak az anyagköltségek, a helyszükséglet és a mechanikai nehézségek szabnak korlátokat. Ezenkívül a költségek és a teljesítőképesség közötti arány annál kedvezőtlenebb, minél nagyobb a megkövetelt sávzsélesség; ugyanis a sávzsélesség növekedésével egyre nő az aktív zónában levő elemek kis számához képest az inaktív elemek száma, vagyis egyre kevésbé gazdaságossá válik az antenna.

A struktúra meghosszabbítása nem befolyásolja az antennanyereséget, csak a sávzsélességet növeli. A logaritmikusan periódusos antenna nyereségét az α nyílásszög és a periódussal kapcsolatos τ tényező szabja meg. Ez a tényező a 26.24. ábra jelölésével két szomszédos dipólusnak az α nyílásszög csúcspól mért távolságától $\frac{R_n + 1}{R_n}$ szerint és a szomszédos dipólusok hosszarányától $\frac{L_n + 1}{L_n}$ szerint függ, vagyis

$$\tau = \frac{R_n + 1}{R_n} = \frac{L_n + 1}{L_n}. \quad (26.11)$$

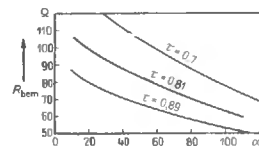
A τ periódus 0,5 és 0,95 közötti értékű lehet; a szokásos középérték 0,7. Ha a lehető legnagyobb nyereségre és nagy hátrasugárzási csillapításra akarjuk méretezni az antennát, az α nyílásszög és a τ periódus között meghatározott összefüggésnek kell fennállnia. Ezt az összefüggést a 26.25. ábrán rajzoltuk meg. Például 45° nyílásszöghöz $\tau = 0,7$ periódus tartozik. Általában annál nagyobb az antennanyereség, minél kisebb az α nyílásszög, illetve minél nagyobb a τ tényező. A síkelrendezésű, logaritmikusan periódusos dipólusantennával $\tau = 0,6$ periódus esetén elérhető antennanyereség — a félhullámú dipólusra vonatkoztatva — 3 dB és $\tau = 0,95$ esetén 11 dB. Az utóbbi, $\tau = 0,95$ periódushoz azonban gyakorlatilag aligha való-



26.25. ábra. A logaritmikusan periódusos dipólus-antenna α nyílásszöge és τ periódusa közötti összefüggés a legnagyobb antennanyereségnek és a legnagyobb hátrasugárzási csillapításnak megfelelő méretezéshez

sítható meg a kerekén 5° nagyságú optimális nyílásszög; ezért a legkedvezőbb esetben is 8,5 dB nyereséggel kell beérnünk.

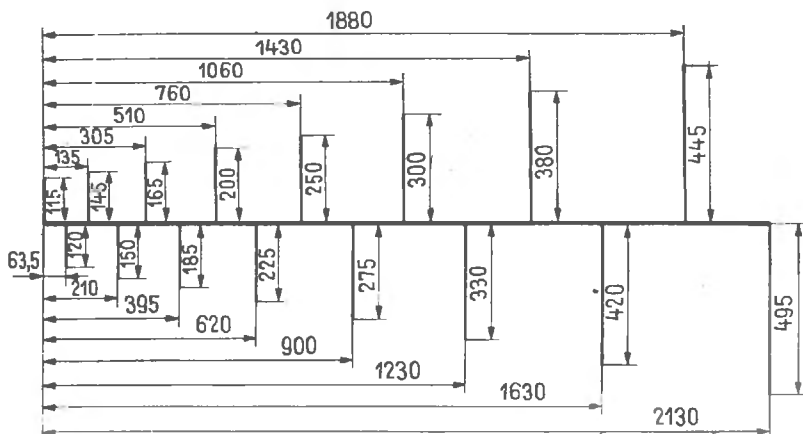
A síkelrendezésű, logaritmikusan periódusos dipólusantenna R_{bem} bemeneti ellenállása szintén a τ tényezőtől és az α nyílásszögtől függ. Ezt az összefüggést a 26.26. ábrán látjuk. Általában azt mondhatjuk, hogy 50 és 120 Ω közötti talpponti ellenállás valósítható meg. Mint tudjuk, a bemeneti ellenállás nagysága periódusosan változik a frekvenciával. A 26.25. ábra szerinti optimális méretezés 85 Ω ($\tau = 0,89$) és 105 Ω ($\tau = 0,7$) közötti bemeneti ellenállást eredményez.



26.26. ábra. A síkfelületű, logaritmikusan periódusos antenna R_{bem} bemeneti ellenállása az α nyílásszög függvényében. A paraméter a τ tényező

A logaritmikusan periódusos antenna sokféleképpen valósítható meg. Az úgynevezett fogai pl. tömör bádoglemezéből vágathatók ki. A deciméteres és a méteres hullámok tartományában többnyire dipóluselrendezések vagy huzalvázak háromszög alakú vagy meanderszerű fogakkal. Itt mindig olyan hosszúságúokról van szó, amelyeknek polarizációja az antenna helyzetétől függ, vagyis például a vízszintes antennisík vízszintes polarizációt ad.

Példaként a 140...450 MHz frekvenciatartományra egy logaritmikusan periódusos dipólus-



26.27. ábra. Vázlat a logaritmikusan periódusos dipólusantenna méretezéséhez a 140 MHz-től 450 MHz-ig terjedő frekvenciatartományra. A rajz csak az egyik antennafelet foglalja magában (lásd a szöveget)

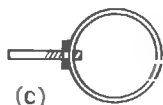
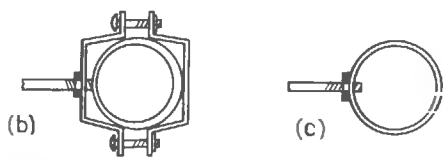
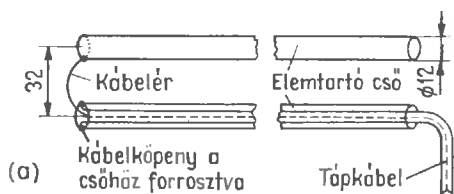
antennát, a szükséges méretadatokkal együtt, a 26.27. ábrán láthatunk. Két ilyen struktúrát kell egybeépíteni, mert csak akkor kapjuk meg a 26.24. ábra szerinti teljes külsőt, ahol a két struktúra egymáshoz képest 180° axiális elforgatással csatlakozik egymáshoz. Ebben a kivitelezésben nincsen szükség a kereszteződő elosztóvezetésekre, amennyiben a két struktúra csak olyan elemeket tartalmaz, amelyek közvetlenül összeköthetők egymással. A két struktúrát olyan közel helyezzük egymáshoz, hogy felülnézetben a féldipólusok teljes dipólusokká egészítsék ki egymást. Az antennaelemek egymástól elszigetelt tartórúdjai alkotják egyúttal a táppontokat.

Az R_{bem} bemeneti impedancia az antenna csúcspontjában szimmetrikus, és közelítőleg 70Ω nagy-

ságú. Ezért a kereskedelmi forgalomban beszerezhető koaxiális kábelek közül azok, amelyeknek a hullámellenállása 60 és 75Ω között van, mind felhasználhatók tápvezetéknek. A szimmetrizálásra egyszerű lehetőséget mutat a 26.28.(a) ábra: a koaxiális kábelt bedugjuk az antenna szélesebbik végén az antennaelemeket tartó csövek egyikébe, és áttoljuk annyira, hogy a vége kinyúljon a „keskeny” antennakezdetnél. Itt fémesen összekötjük a külső vezetőt e cső végével, a belső vezetőt pedig a másik tartócső végével. A K 7 RTY által megszerkesztett mintaantennában az elemeket tartó csövek 12 mm átmérőjűek, középvonalaik közötti távolság pedig 32 mm. A két csövet három műanyag idom szigeteli el egymástól, és az utóbbiak tartják egyúttal a távolságot a párhuzamosan vezetett csövek között.

A körülbelül 6 mm vastag antennaelemek jó fémes érintkezéssel hozzá vannak erősítve az egyenként 213 cm hosszú tartócsövekhez. Erre a célra a 26.28.(b) ábra szerint csőbilincsek lehet felhasználni, de — főként, ha vastagfalúak a csövek — közvetlenül be is csavarhatók az antennaelemek, és ellenanyával lehet meggátolni a kilazulásukat [26.28.(c) ábra].

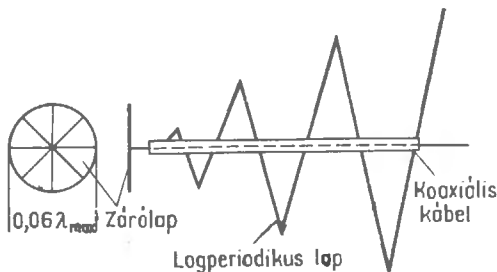
Az antenna elsősorban a 2 m-es és a 70 cm-es sávra készült; az átlagos állóhullámarány ezekben az amatőrsávokban $< 1 : 1,3$. A 140 MHz-től 450 MHz-ig terjedő frekvenciatartományban egyenletesen $6,5$ dB az antennanyereség (a félhullámú dipólushoz képest). Az antenna az $\alpha = 20^\circ$ és $\tau = 0,87$ adatokkal elérhető legnagyobb antennanyereségre van méretezve. Főként akkor lesz jelentősége, amikor a két amatőrsávon kívül közepes



26.28. ábra. Mechanikai részletek a 26.27. ábra szerinti logaritmikusan periódusos dipólusantennához: (a) a tápkábel csatlakoztatása; (b) az antennaelem rögzítése csőbilincssel; (c) az antennaelem rögzítése csavarozással

antennanyereséggel a III. sávba eső tv-adásokat és egyéb kisugárzásokat is venni kell majd.

Kiegészítésként a 26.29. ábrán egy huzalos háromszögfogazású, nagyon leegyszerűsített logaritmikusan periódusos antennát láthatunk. Ezt koaxiális kábellel közvetlenül lehet táplálni. Ebben az esetben csak egy struktúrát használunk fel. Azokon a helyeken, ahol a háromszögfogazás keresztezi a koaxiális kábelt, a huzal mindenhol fémesen össze van kötve a kábel külső vezetőjével. A kábel belső vezetője fémtárcsában végződik, ennek átmérője $0,06\lambda_{\max}$.

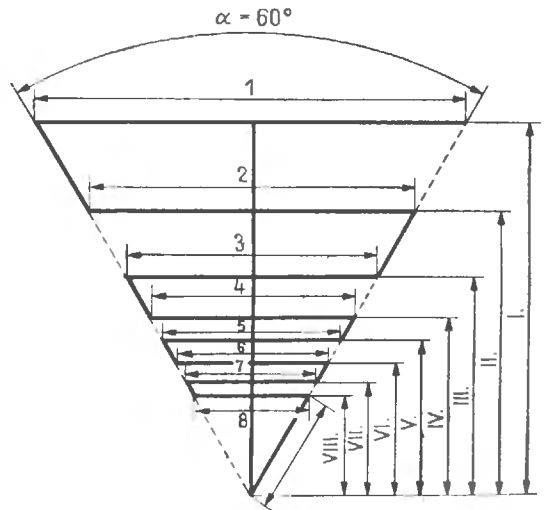


26.29. ábra. Egyszerűsített logaritmikusan periódusos antenna koaxiális kábeles tápvezetékekkel

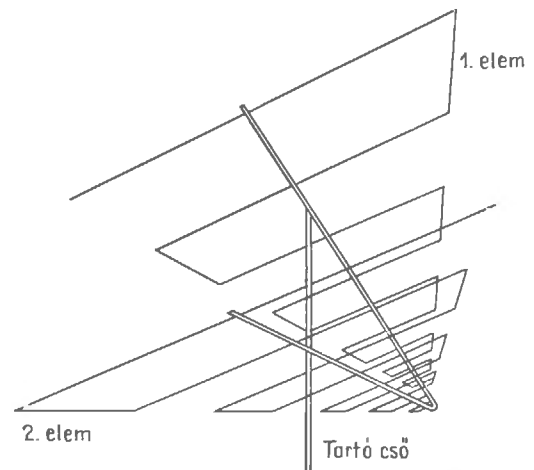
Nagyobb antennanyereséget nagyobb talpponti ellenállással lehet úgy elérni, hogy két logaritmikusan periódusos antennát V alakban szerelünk össze. Ezeket a V típusú rendszereket többnyire meanderfogazású vagy — ami még egyszerűbb — háromszögfogazású antennastruktúrákból szokás összeállítani. Mindig két egyforma struktúra csatlakozik egymáshoz V alakban és meghatározott ψ szögben, miként vázlatosan a 26.31. ábrán érzékeltetjük. Ebből következik, hogy a struktúrákat egymáshoz képest axiálisan 180° -kal kell elforgatni. Általában $\psi = 45^\circ$ nyílásszöggel csatlakoznak egymáshoz. A kisebb szögekkel kisebbek ugyan a méretek, de az antennanyereség is kisebb. A szög megnövelésével növekszik az antennanyereség, de rohamosan nőnek a rendszer méretei.

26.3. táblázat. A 26.30. ábra szerinti logaritmikusan periódusos antenna méretei (a sávzélesség 48 MHz-től 230 MHz-ig)

1. elem: 3000 mm	I. szakasz: 2600 mm
2. elem: 2120 mm	II. szakasz: 1840 mm
3. elem: 1500 mm	III. szakasz: 1300 mm
4. elem: 1060 mm	IV. szakasz: 920 mm
5. elem: 750 mm	V. szakasz: 650 mm
6. elem: 530 mm	VI. szakasz: 460 mm
7. elem: 375 mm	VII. szakasz: 325 mm
8. elem: 265 mm	VIII. szakasz: 230 mm
9. elem: 265 mm	

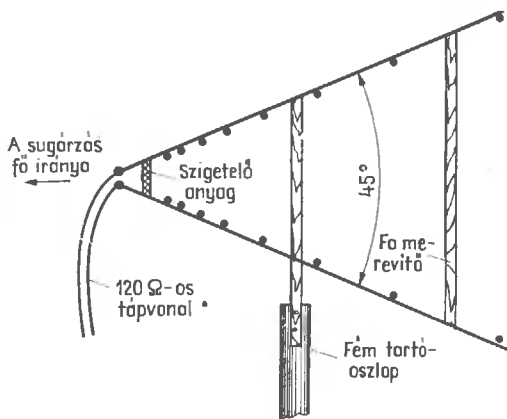


26.30. ábra. Logaritmikusan periódusos felsugárzó meander alakban. $\alpha = 60^\circ$, $\tau = 0,7$, $\psi = 45^\circ$



26.31. ábra. A 26.30. ábra szerinti, logaritmikusan periódusos V-antenna két szárnyának elrendezése. A szárnyak közötti ψ szög nagysága 45°

A 26.30. ábrán látható meanderfogazású antennastruktúra a 26.3. táblázatban megadott méretekkel széles sávban, a 48 MHz-től 230 MHz-ig terjedő frekvenciatartományban működik. A 26.31. ábra szerinti, V alakú rendszer felépítéséhez két ilyen struktúrára van szükség. A meanderes megoldásban a szárak végén alkalmazott összekötő vezeték révén az antennaáram fázisa és amplitúdója létrehozza a rendszer csúcsa felé irányuló sugárnyalábot. A 26.32. ábrán felvázolt megoldásból további részletek is kivehetők.



26.32. ábra. A logaritmikusan periódusos (vízszintesen polarizált) V-antenna oldalnézete

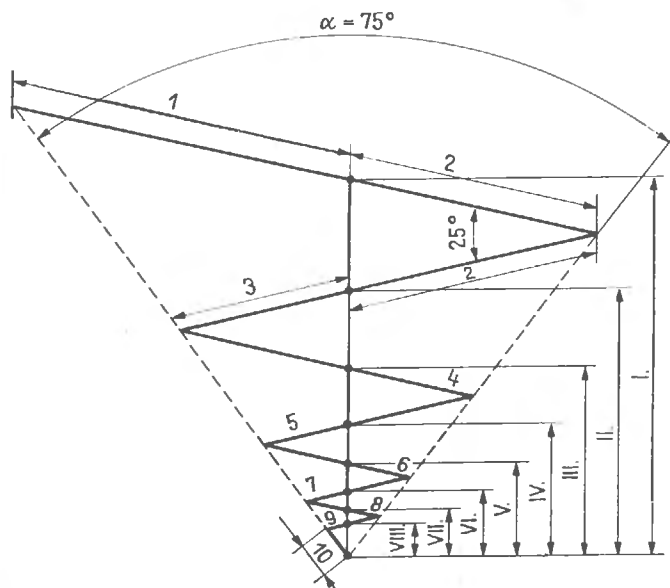
26.4. táblázat. A 26.33. ábra szerinti logaritmikusan periódusos antenna méretei (a sáv szélesség 48 MHz-től 230 MHz-ig)

1. elem: 1560 mm	I. szakasz: 2370 mm
2. elem: 1280 mm	II. szakasz: 2000 mm
3. elem: 1080 mm	III. szakasz: 1680 mm
4. elem: 900 mm	IV. szakasz: 1400 mm
5. elem: 760 mm	V. szakasz: 1185 mm
6. elem: 640 mm	VI. szakasz: 1000 mm
7. elem: 540 mm	VII. szakasz: 840 mm
8. elem: 450 mm	VIII. szakasz: 707 mm
9. elem: 380 mm	IX. szakasz: 600 mm
10. elem: 320 mm	X. szakasz: 500 mm
11. elem: 270 mm	XI. szakasz: 420 mm
12. elem: 225 mm	XII. szakasz: 353 mm
13. elem: 190 mm	
14. elem: 375 mm	

Ez a széles sávú, V alakú antenna is lineárisan sugároz. Vízszintes a polarizálása, ha a meanderstruktúra szárai vízszintesek. A talpponti ellenállás szimmetrikus, és a közölt adatok szerint $120 \dots 130 \Omega$. A V csúcsában tehát közvetlen táplálás valószínűleg meg a 120 D 10—1 típusú, árnyékolt szimmetrikus tápvezetékkel.

Az antennaelemek $8 \dots 10$ mm átmérőjű könnyűfém-ből (csőből vagy tömör rúdból) készülnek. A végükhöz csatlakozó összekötő vezetékek $1,5 \dots 3$ mm átmérőjű alumínium huzalok lehetnek. Azelemek tartói megfelelő könnyűfém csőből vagy körülbelül 30×30 mm keresztmetszetű falécekből is összeállíthatók. A meandervonal szárai középpontjukban fémesen össze vannak kötve az antennaelemek tartójával. A fából készített tartókon fémszalag is szükséges, hogy fémesen lehessen összekötni egymással a szárok középpontjait. A 26.32. ábrán jól láthatjuk, hogy csak a két antennastruktúrát szigetelik el egymástól merevítő falécek.

A 26.30. ábra szerinti antennából szerkezeti egyszerűsítéssel jött létre a nagyjából ugyanolyan hatékony, háromszögfogazású, logaritmikusan periódusos antenna (26.33. és 26.34. ábra). A logaritmikusan periódusos V-antennák megismerésére irányuló tájékozódó kísérletekhez ez a változat különösen nagyon alkalmas, mert rézhuzalból állíthatjuk össze, és a huzalt valamilyen megfelelő faállványra szerelhetjük. A háromszög alakban vezetett huzalok a keresztződési pontokban itt is fémesen csatlakoznak a hossztartóhoz. Ebben a

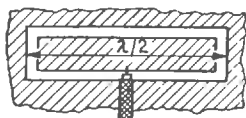


26.33. ábra. Logaritmikusan periódusos félsugárzó háromszögfogakkal. $\alpha = 60^\circ$, $\tau = 0,84$, $\psi = 45^\circ$

A résnek ugyanolyanok a sugárzási tulajdonságai, mint a félhullámú dipólusnak, de megfordul a mágneses és elektromos térerősség-összetevők eloszlása. Ennek következtében a sugárzási polarizációs síkok is felcserélődnek. A függőleges rés vízszintes dipólusként sugároz, a vízszintes résnek viszont függőleges a polarizációja. A nagyon keskeny rés bemeneti impedanciája a középső XX táppontban körülbelül 485Ω . A rés kiszélesítésével megnő a talpponti ellenállás. Ez a jelenség ellentétes a rúd alakú dipólus viselkedésével. Ugyanakkor azonban a rést is, akár csak a normális dipólust, a félhullámhoz képest meg kell egy kissé rövidítenünk ahhoz, hogy rezonanciába hozzassuk. A szélesebb rést nagyobb mértékben kell megrövidíteni, mint a keskenyebbet.

A réssugárzót a rés közepén szimmetrikusan tápláljuk. A 26.35. ábra szerint egy kereken 500Ω hullámellenállású szimmetrikus kettősvezeték impedanciahelyesen lehetne az XX ponthoz csatlakoztatni. Ez a vezeték azonban nagyon nehézkes volna, mert a két huzal közötti távolságnak körülbelül harmincszor nagyobbak kellene lennie a huzalok átmérőjénél (lásd az 5.4. ábrát).

Mínthogy azonban a végek felé csökken az ellenállás, magát a rést is fel lehet használni impedancia-transzformálásra. Ha az XX táppontokat eltoljuk középről a rés valamelyik vége felé, kisebb talpponti ellenállást kapunk. Ez az eltolás a sugárzási viszonyokat csak lényegtelenül változtatja meg. A dipólusok analógiájára a réssugárzó sáv szélességét is kiszélesítéssel, különösen pedig a rés végek szélességének növelésével lehet megnövelni.



26.36. ábra. Összehajtott réssugárzó

Ha a 26.36. ábra szerint hajlított dipólus alakúra képezzük ki egy résantennát, a bemeneti impedancia $4 : 1$ arányban csökken. Az ilyen hajlított rést most már — mint az ábrán is láthatjuk — 75Ω hullámellenállású koaxiális kábellel lehet gerjeszteni. A normális dipólushoz képest ez esetben is ellentétes viselkedést tapasztalunk, hiszen a dipólus, ha hurok alakúra képezzük ki, $1 : 4$ arányban megnöveli az impedanciáját.

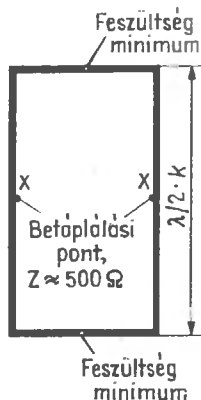
Az iparszerűen használt rádióállomások vonatkozásában különösen a csőfelületű réssugárzónak van gyakorlati jelentősége. E célra úgy kell behaj-

lítni a fémlamezt, hogy cső legyen belőle, és ennek falában legyen a függőleges rés (26.37. ábra). Ez a függőleges rés vízszintesen körsugárzó, függőlegesen pedig nyalábolja a sugárzást. A talpponti ellenállás a csőfelület kialakításával $600 \dots 1000 \Omega$ -ra nő meg. Ha több ilyen rést emeletesen egymás fölött helyezünk el, a vízszintes körsugárzás megmarad, a függőleges nyílásszög pedig kisebb lesz.



26.37. ábra. Cső alakú réssugárzó

A tápvezeték a cső belsejében lehet a rés csatlakozási pontjához vezetni. A csőfelületű résantenna nagyon stabil felépítést és többnyire öntartó szerkezetet eredményez. A szélellenállás nagyon kicsi, de a nyitott résre helyezett műanyag borítással még tovább csökkenthető. A sugárzási tulajdonságok is sok esetben kedvezőek a rádiószolgálatban, úgyhogy a csőfelületű réssugárzó különböző változatokban nagyon elterjedt a méteres és a deciméteres hullámok tartományában.



26.38. ábra. Vázszerű résantenna

A rés körüli fémfelület folyamatos csökkentésével végül már csak egy keskeny szegély marad meg belőle, és még mindig megfigyelhetők rajta a síkfelületű réssugárzók jellegzetes tulajdonságai.

A 26.38. ábrán ilyen vázszerű rést láthatunk. Az antennabarkácsolók körében valamikor nagy tekintélye volt, mégpedig elsősorban azért, mert a közleményekben valószínűtlenül nagy nyereség-adatokkal népszerűsítették. Érthető, hogy sokan akartak építeni maguknak egy olyan nagy teljesítőképességű antennát, amely a szokásosnál sokkal kevesebb anyagot és helyet igényel, ezért sokan megpróbálkoztak a vázszerű réssugárzóval. Miután kiderült, hogy a vázsugárzó sem csodaantenna, nagyon lecsillapodtak körülötte a kedélyek. Seefried gondos mérései arra az eredményre vezettek, hogy a vázantenna körülbelül ugyanazt nyújtja, mint az egyszerű, egyenes félhullámú dipólus.

Az utóbbihoz képest semmilyen antennanyereség nem volt mérhető. Kerekén 500Ω bemeneti ellenállása igen nagy érték, és részben megnehezíti a tápvezeték kifogástalan illesztését. Ez is az egyik oka lehet az ezzel az antennával lefolytatott kísérletek alkalmi kudarcainak.

A vázantennának tulajdonított, fizikai szempontból lehetetlen tulajdonságok még nem jelentik azt, hogy valamilyen használhatatlan sugárzóról van itt szó. Újabban például szívesen és jó eredményekkel alkalmazzák mint gerjesztőelemet az emeletes Yagi-antennákban (lásd a 22.4.3. és a 22.4.4. pontot).

27.

Rövidhullámú antennatípusok a méteres és a deciméteres hullámok tartományában

Azt gondolhatnánk, hogy a hosszú huzalantennák és a rövidhullámok tartományában jó eredményekkel használható egyéb antennatípusok méteres és deciméteres hullámokon már nem alkalmasak adásra vagy vételre, mert ezeken az utóbbi frekvenciákon nagyon ritkák. A modelltörvény értelmében nem változhatnak meg az antenna jellemző tulajdonságai, bármilyen frekvenciákon mérjük is őket. Ezért hát bármelyik, jellegzetesen rövidhullámú antennafajta ugyanolyan jól használható az ultrarövid hullámokon is.

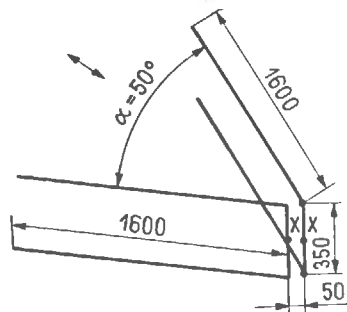
A V-sugárzók és a rombuszantennák meghatározott alkalmazási esetekben nagyon célszerűek lehetnek. Megvan az az előnyük, hogy nagy a sáv szélességük, de hátrányuk is van, nevezetesen az, hogy forgatható kivitelezésük sok esetben mechanikai nehézségeket okoz. Ezért csak szűkebb határok közé korlátozott irányokban használatos ultrarövid hullámú távolsági összeköttetések létesítésére. Bizonyos vételi helyzetekben mint széles sávú tv-antennák is beválhatnak. A forgatható rövidhullámú antennák közül a méteres hullámokon a cubical quad és a ring beam tett szert bizonyos jelentőségre az amatőr-gyakorlatban.

27.1. Emeletes V-antenna deciméteres hullámokra

A 27.1. ábrán vázlatosan felrajzolt emeletes V-sugárzó a 400 MHz-től 800 MHz-ig terjedő deciméteres hullámokra van méretezve. Ezért ez az antenna jól felhasználható a 70 cm-es amatőrsáv

és az egész deciméteres hullámú, IV/V. tv-sáv hullámainak vételére.

Elkészítéséhez két, 10 mm átmérőjű és egyenként 355 cm hosszú, gömbölyű alumínium rúd-anyagra van szükségünk. Úgy hajlítsuk be őket, hogy megkapjuk az U alakú, 160 cm szárhosszúságú antennarészeket. Ezután $\alpha = 50^\circ$ nyílásszög-

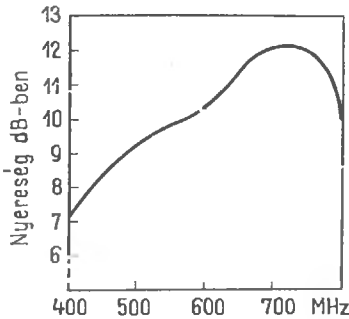


27.1. ábra. Emeletes V-antenna a 400...800 MHz frekvenciasávra

ben, a 27.1. ábrán látható módon úgy szereljük össze a két részt, hogy a 35 cm hosszú függőleges szakaszok középvonala közötti távolság 5 cm legyen. E párhuzamos szakaszok geometriai közepén van az XX táppont. Ide egy 240...300 Ω hullámellenállású, szimmetrikus tápvezetékkel lehet csatlakozni. Az antenna felállításához megfelelő faállványt kell konstruálni.

A decibelben kifejezett és a hangolt félhullámú dipólusra vonatkoztatott antennanyereség frekvenciafüggése a 27.2. ábrán látható. E görbeszerint a 70 cm-es amatőrsávon belül átlagosan 8 dB nyereségre lehet számítani; e tartomány frekvenciáira

a száruk hossza kerekén $2,3\lambda$. A 21. tv-csatornában (a IV. sávban) már 8,7 dB az antennanyereség, az 50. tv-csatornában pedig (az V. sávban) eléri a 12,2 dB maximumot. E legnagyobb antennanyereség megvalósításához a száruk hossza körülbelül $3,8\lambda$. A sáv végén (a 60. tv-csatornában) újra kisebb értékeket vesz fel az antennanyereség, végül 10,5 dB-re csökken.



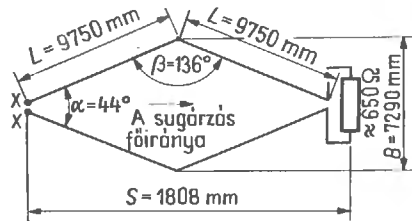
27.2. ábra. A 27.1. ábra szerinti emeletes V-antenna nyereségének frekvenciafüggése (a félhullámú dipólusra vonatkoztatott nyereség dB-ben)

Az $\alpha = 50^\circ$ nyílásszög a $3,8\lambda$ hosszúságú szárukhoz tartozó optimum (lásd a 11.13. ábrát), ezért érjük el a 700 MHz körüli tartományban is a legnagyobb antennanyereséget. A szintek közötti távolság a 70 cm-es amatőrsávban legalább $\lambda/2$ (35 cm); a sáv végén, a legnagyobb frekvencián kerekén $0,85\lambda$. Mivel ez a V-antenna a sáv szélesség tekintetében kompromisszumos megoldást képvisel, a megadott munkatartományban számolnunk kell azzal, hogy a frekvenciától függően ingadozni fog a bemeneti impedancia értéke, és az iránydiagramon melléknyalábok jelennek meg.

27.2. Rombuszantennák méteres és deciméteres hullámokra

Az ultrarövid hullámok vételére nagyon gazdaságos megoldás a rögzítetten felszerelt és lezárt rombuszantenna, mert egyszerű rézhuzalból is elkészíthető. Az adáshoz nehezen beszerezhető és költséges lezáróellenállás a vevőantennában egy egyszerű, tekercselésmentes szénrétegellenállás lehet. A sáv szélesség szempontjából nem kompromisszumról van szó, hiszen a lezárt rombuszantenna természetes sáv szélessége nagyon nagy frekvenciatartományt fog át.

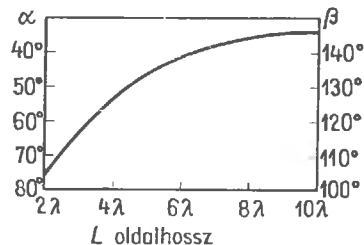
Méteres hullámokon a lezárt rombuszantenna átviteli sávja a méretezési frekvenciában kifejezve a nagyobb frekvenciák irányában körülbelül 40, a kisebb frekvenciák felé pedig 30%-ig terjed. Ez azt jelenti, hogy például a 140 MHz-re méretezett rombuszantenna 88 MHz-től 196 MHz-ig használható.



27.3. ábra. Rombuszantenna a 130...260 MHz frekvenciatartományra

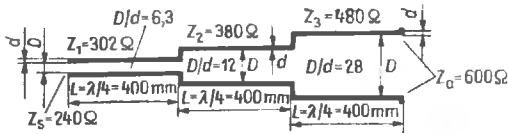
A 185 MHz méretezési frekvenciára optimális méretű, méteres hullámú rombuszantenna vázlatos rajza a 27.3. ábrán látható. Az átfogott frekvenciatartomány körülbelül 130 MHz-től 260 MHz-ig terjed, úgyhogy ezt az antennát a 2 m-es amatőrsáv hullámainak és a III. tv-sáv teljes egészének vételére használhatjuk. Az $L = 6\lambda$ oldalhosszhoz tartozó optimális α nyílásszög 44° . A sugárzási tulajdonságok tekintetében legkedvezőbb α és β nyílásszög a 27.4. ábrán látható módon függ az oldalak L hosszának λ -ban kifejezett értékétől. A 27.3. ábrán megadott méretekkel kerekén 21 dB a félhullámú dipólushoz képest a méretezési frekvencián elérhető antennanyereség. Minthogy a rombuszhoz lezáróellenállás is csatlakozik, kisugárzás csak az egyik irányban van (lásd a 12.4. alfejezetet). A lezáráshoz lehetőleg tekercselésmentes szénrétegellenállást kell beszerezni kereskedelmi forgalomban. Az ellenállás nagysága körülbelül 650Ω legyen (nem kell nagy pontosságra törekedni), terhelhetősége tetszés szerinti lehet.

Az ilyen rombuszantennák XX pontjában a bemeneti ellenállás a frekvenciától és a lezáró-



27.4. ábra. A rombuszantenna optimális α és β nyílásszöge a λ -ban kifejezett L oldalhossz függvényében

ellenállástól függően sajnos 450 és 600 Ω között van, ezért magunknak kell megépíteni hozzá a megfelelő hullámenállású, kéthuzalos tápvezeteket. A kereskedelmi forgalomban kapható, 240...300 Ω hullámenállású szalagkábel közvetlen bekötésével illesztési hibát követünk el. A 240 Ω-os szimmetrikus vezeték illesztésére legkedvezőbb megoldás egy széles sávú Collins-transzformátor közbeiktatása. Több negyedhullámú transzformátorból összetett lépcsős transzformátorról van itt szó, ennek ugyanis nagy előnye a széles átviteli sáv. Ha a rombuszantenna bemeneti impedanciáját 600 Ω-nak vesszük, és ezt az értéket 240 Ω-ra akarjuk transzformálni, a 27.5. ábra szerinti elrendezést alkalmazhatjuk.



27.5. ábra. A Collins-féle széles sávú illesztőtranszformátor

Négy fokozatban végezzük el itt a letranszformálást, mégpedig 600 Ω-ról 480 Ω-ra, 480 Ω-ról 380 Ω-ra, 380 Ω-ról 302 Ω-ra, végül 302 Ω-ról 240 Ω-ra. Ezzel az elrendezéssel a Collins-transzformátor 4 : 1 arányú frekvenciatartományt fog át. Az egyes Z_1, Z_2, Z_3 szakaszok különböző hullámenállásúak, hosszúságuk az antenna közepes üzemi frekvenciájára (a méretezési frekvenciára) vonatkoztatva $\lambda/4$. Esetünkben ez a frekvencia 185 MHz, a megfelelő hullámhossz 1,62 m, tehát a negyedhullámú szakaszok hossza egyenként 400 mm. A különböző hullámenállásokhoz a 27.5. ábra szerint kell beállítani a D távolság és a d átmérő arányát; egyébként az 5.4. ábráról vettük ezeket az arányokat. A vezetéktranszformátor Z_5 végén impedanciahelyesen csatlakoztathatjuk a 240 Ω-os vezeteket.

Az ilyen széles sávú transzformátorok minden előírt impedanciaarányra és bármilyen frekvenciára megépíthetők, ha mechanikailag még előállíthatók a kívánt hullámenállások. Minél több fokozatból állítjuk össze a transzformátort, annál szélesebb az átviteli sáv. A fokozatok n számától függő r transzformálási arány az

$$r = n \sqrt{\frac{Z_A}{Z_S}} \quad (27.1)$$

képletből számítható, amelyben n a transzformátorfokozatok száma; Z_A az antenna tápponti im-

pedanciája; Z_S pedig a transzformáló vezeték végén megkövetelt csatlakozási impedancia. A 27.5. ábrán közölt példánkban

$$r = 4 \sqrt{\frac{600}{240}} = 4\sqrt{2,5} = 1,26.$$

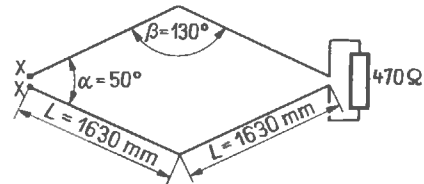
Az egyes negyedhullámú szakaszokban szükséges hullámenállások kiszámított értéke sorra:

$$Z_1 = Z_S r = 240 \cdot 1,26 = 302 \Omega;$$

$$Z_2 = Z_1 r = 302 \cdot 1,26 = 380 \Omega;$$

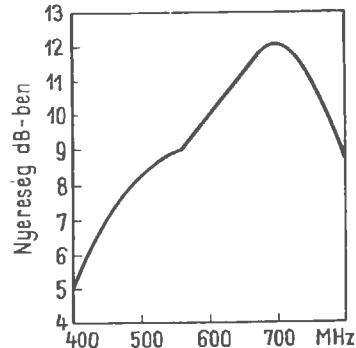
$$Z_3 = Z_2 r = 380 \cdot 1,26 = 480 \Omega.$$

A $Z_{3r} = 480 \cdot 1,26 = 604 \Omega$ eredmény figyelembevételével a vezeték végén elérjük a kerekén 600 Ω antennaimpedanciát.



27.6. ábra. Rombuszantenna a 400...800 MHz UHF-tartományra

A deciméteres hullámokra egyszerű rombuszantennát látunk a 27.6. ábrán. α nyílásszöge 50° , lezáróellenállása 470 Ω. A rombuszantennákkal kapcsolatban aránylag kicsi ez a lezáróellenállás, itt azonban azért volt rá szükség, hogy minél kisebb lehessen a bemeneti impedancia (körülbelül 400 Ω-ot érünk el). Ezáltal 300 Ω-os szimmetrikus vezetékkel táplálhatjuk az antennát, és az állóhullámarány az egész tartományban $< 2 : 1$. Az antennanyereség a 27.7. ábra szerint változik a vételi frekvenciával.



27.7. ábra. A 27.6. ábra szerinti UHF-antennanyereség a frekvencia függvényében (a félhullámú dipólusra vonatkoztatott nyereség dB-ben)

A 27.1. ábra szerinti V-antennához hasonlóan ez a rombuszantenna is felhasználható emeletes rendszerekben. A szintek közötti távolságnak ebben az esetben is 350 mm-nek kell lennie. A lezáróellenállásokat meg kell növelni körülbelül 600Ω -ra, hogy a középső táppontban $240 \dots 300\Omega$ nagyságú szimmetrikus csatlakozási impedanciát kapassunk.

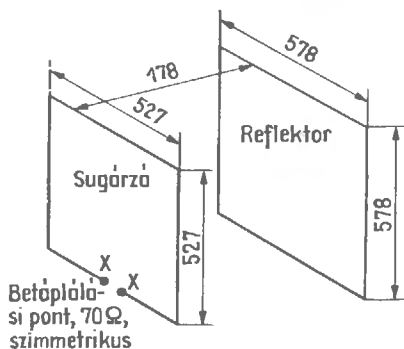
Minden lezárt rombuszantenna adásra is felhasználható, ha a nagyfrekvenciás adóteljesítménynek legalább a felével lehet terhelni a lezáróellenállást.

27.3. Az ultrarövid hullámú cubical quad

A cubical quad fő előnye, hogy kis helyet foglal el, antennaelemei a költséges csövek helyett egyszerű huzalokból is elkészíthetők, és nem utolsósorban az is, hogy az egyszerű cubical quad egyúttal már emeletes antennarendszer, és ennek megfelelően jó irányhatást ad a H síkban. Ezért vételben nem olyan érzékeny a gyújtószikrával előidézett zavarokra, mint a vele egyenértékű egyszintes Yagi-antenna.

27.3.1. Az egyszerű cubical quad

Hordozható és járműre szerelt állomásokhoz jól használható a 27.8. ábra szerinti egyszerű cubical quad. Az újabb vizsgálatok egybehangzóan



27.8. ábra. Cubical quad a 2 m-es sávra

arra az eredményre vezettek, hogy az általános érvényességű elmélettel ellentétben sugárzási rezonancia következik be minden olyan esetben, amikor a táplált quadelem teljes kerülete körülbelül

1,5%-kal nagyobb 1λ -nál. E tény ismeretében ma már olyan quadantennákat tudunk szerkeszteni, amelyek önmagukban minden különhangolt csonk nélkül is rezonanciába hozhatók.

A 27.8. ábra szerinti, 2 m-es cubical quad táplált elemének teljes kerülete az 527 mm-es oldalhossznak megfelelően 2108 mm. Ezekkel a méretekkel a rezonanciafrekvencia 144,5 MHz. A reflektorelem kerülete 2312 mm, tehát egy-egy oldala 578 mm. A sugárzó elem 178 mm-re, vagyis körülbelül $0,08\lambda$ távolságra van a reflektortól, az ennek megfelelő tápponti impedancia közelítőleg 70Ω nagyságú.

Az antennanyereség ez esetben körülbelül 5 dB, az előre- és a hátrasugárzás aránya hozzávetőlegesen 13 dB. A 144,5 MHz rezonanciafrekvencián mért legkisebb állóhullámárány 1 : 1,035. A sáv szélén, a legnagyobb 146 MHz frekvencián ez az arány 1 : 1,23 maximumot ér el.

A tápláláshoz tetszés szerinti hosszúságú, 70Ω hullámmellenállású (például 70-10-1 típusú) koaxiális kábelt lehet felhasználni, de gondoskodni kell a táppontban a kábel szimmetrizálásáról. Erre az utóbbi célra jól beválik a 7.2. alfejezet szerinti, Pawsey-féle szimmetrizáló tag. 60Ω -os kábel is megfelel mint tápvezeték, de ekkor egy kissé nagyobb állóhullámárányra kell számítani.

A méteres hullámok tartományában tetszés szerinti más rezonanciafrekvenciákra a következő képletekkel lehet átszámítani ezt az antennarendszert:

A táplált antennaelem

$$\text{teljes kerülete} = \frac{304\ 635}{f}; \quad (27.2)$$

$$\text{oldalhossza} = \frac{76\ 150}{f}. \quad (27.3)$$

A reflektorelem

$$\text{teljes kerülete} = \frac{334\ 000}{f}; \quad (27.4)$$

$$\text{oldalhossza} = \frac{83\ 500}{f}. \quad (27.5)$$

A sugárzó és a reflektor közötti távolság 70Ω talpponti ellenállás eléréséhez

$$= \frac{25\ 720}{f}. \quad (27.6)$$

A fenti képletekben a hossz méret mindenhol milliméterben, az f frekvencia pedig megahertzben értendő.

A sugárzó és reflektor közötti távolság növelésével növekszik a talpponti ellenállás és az antenna-

Műszaki szempontból a megoldásnak az az érdekessége, hogy a gerjesztés kizárólagosan csak koaxiális kábelek útján jön létre. Mivel váltakozva 75 és 50 Ω hullámellenállású kábelrészeket kötünk össze egymással, megfelelő koaxiális csavarkötésekről vagy T-tagokról is kell gondoskodnunk. Az ilyen koaxiális szerelvények sajnos nagyon költségesek. Egy kis ügyességgel azonban a gyakorlott barkácsoló is képes lehet arra, hogy külön amatőrök nélkül is kifogástalanul és jó fémes érintkezéssel összeforrasson különböző hullámellenállású koaxiális kábelrészeket. Különösen fontos itt, hogy az időjárási hatások ellen gondosan védjük meg a kötési helyeket.

Az egyes quadrendszerek ugyanazok, mint a 27.8. ábrán. A különbség mindössze az, hogy a sugárzó és reflektor közötti távolság a 27.9. ábrának megfelelően 230 mm. A talpponti ellenállás mindkét rendszerben szimmetrikus és 75 Ω nagyságú. Hogy 75 Ω hullámellenállású, de aszimmetrikus koaxiális kábellel is csatlakozhassunk, mind egyik talppont egy Pawsey-féle szimmetriaátalakító is kap (lásd a 7.2. alfejezetet).

Az 1 talppontot a 2 talpponttal, a 3 talppontot a 4 talpponttal egy-egy 1300 mm hosszú, 75 Ω hullámellenállású (például 75-4-15 vagy 75-7-8 típusú) koaxiális kábel útján lehet összekötni. Ez a kábel, amelynek hossza fogja megszabni a szintek közötti távolságot, bármilyen hosszú lehet, de ne legyen rövidebb $\lambda/2$ -nél, hiszen nem hangolt vezetékéről van szó.

A függőleges összekötő vezetékeket geometriai középpontjukban megcsapoljuk. Ebben a pontban párhuzamosan vannak kapcsolva egymással a bemeneti impedanciák, vagyis a két összekapcsolt rendszerhez tartozó impedanciák, ezért a csatlakozási impedanciának csak a fele jelenik meg (37,5 Ω). Emiatt a leágazó vezetékbe beiktatunk egy koaxiális negyedhullámú transzformátort, és ennek végén újra 75 Ω-ot kapunk. A negyedhullámú tápvonaldarab hullámellenállásának 50 Ω-nak kell lennie. A transzformátor egy 50 Ω-os (például 50-3-1 típusú) koaxiális kábel 345 mm hosszú szakaszából áll, magát a hosszt 0,66 rövidülési tényező figyelembevételével állapítottuk meg ($0,66 \cdot \lambda/4$).

A két Y pontban most újra 75 Ω az ellenállás, úgyhogy összekötő vezetékük tetszés szerinti hosszúságú, 75 Ω hullámellenállású koaxiális kábel lehet. Ezáltal a két emeletes elrendezésű szakasz vízszintes távolságát is szabadon választhatjuk meg. A most tárgyalt esetben 1300 mm a kábel

hossza, úgyhogy az oldalsó távolság $\lambda/2$. Ennek az összekötő vezetéknek a geometriai középpontja alkotja a teljes quadcsoporthoz központi táppontját. Itt is párhuzamosan kapcsolódik a jobb oldali 75 Ω-os szakasz a bal oldali 75 Ω-os szakaszhoz, tehát az eredő ellenállás a csatlakozási pontban 37,5 Ω. Mínt hogy a rendszert tetszés szerinti hosszúságú, 75 Ω hullámellenállású koaxiális kábel útján kell táplálni, még egy negyedhullámú transzformátort iktatunk be. Ugyanolyan jellegű, 50 Ω hullámellenállású transzformátor kerül ide is, mint amilyen az Y—Z pontokhoz csatlakozik. Ily módon X a 75 Ω-os tápkábel csatlakozási pontja.

A vezetékek kialakításához az elosztó rendszerben három, egyenként 1300 mm hosszú és 75 Ω hullámellenállású koaxiális kábelre és három, egyenként 345 mm hosszú, 50 Ω hullámellenállású kábelrészre van szükség.

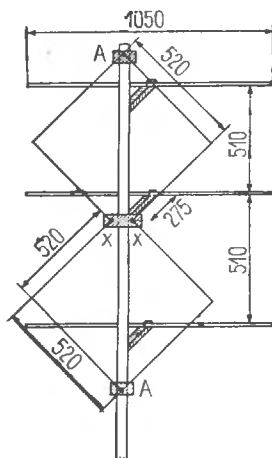
Az antenna helyes működtetéséhez azonos fázisban kell táplálni az egyes szakaszokat. Ez azt jelenti, hogy az 1, 2, 3, 4 talppontokban mindenhol ugyanahhoz az oldalhoz csatlakoztatjuk a kábeleret; például a bal oldali ponthoz csatlakoztatjuk a kábel belső vezetőjét (mint a 27.10. ábrán). Az egyes kábelrészeket mechanikailag és elektromosan kifogástalanul kell bekötni. Gondosan ügyeljünk arra, hogy az összekötési pontokban és a leágazásokban ne legyen szakadás a koaxiális kábelek külső vezetőjében. A forrasztási munkák elvégzése után ajánlatos kiönteni valamilyen sűrűn folyó ragasztóanyaggal (műanyaggal) a szétválasztási helyeket, utána pedig jól tömítő betekeressel és lakkozással védjük meg az összekötési pontokat a nedvesség behatolása ellen. A koaxiális kábelek teljesen érzéketlenek a külső hatásokra. Bilincsekkel rögzíthetők a tartóállványon.

E 144,5 MHz-re méretezett antenna sávzélessége közelítőleg 3 MHz; az állóhullámarány a 2 m-es sáv teljes egészében 1 : 1,5 alatt van. A hátrasugárzási csillapításra megadott érték körülbelül 18 dB.

27.3.4. Hibrid kettős quad DL 7 KM szerint

A cubical quad egyik érdekes változatát kifejlesztő DL 7 KM hibrid kettős quadnak nevezte el. A 2 m-es és a 70 cm-es sávban nagyon jól bevált ez az antenna. Mint a 27.11. ábrán látjuk, a táplált antennaelem itt egy kettős quadhurok, a négyzet oldalhossza 520 mm, és egymás felett két csúcra állított huzalnégyzet helyezkedik el. A táppont a

rendszer közepén, a két hurok összekötési helyén van, és ebben a felépítésben kereken $60\ \Omega$ szimmetrikus tápponti ellenállást kapunk. Ebben a quad-változatban elsősorban az tűnik fel, hogy hiányoznak az egyébként szokásos reflektorhurok, és három hangolt, egyenként 1052 mm hosszú reflektorrúd helyettesíti őket. Ezáltal egyszerűsödik a szerkezeti felépítés, és DL 7 KM tapasztalatai szerint javulnak az antenna tulajdonságai. A reflektorok helyzetét, egymás közötti távolságát és a táplált antennaelemről számított távolságát nagyon pontosan kell beállítani. A középső reflektor pontosan az $X-X$ táppont magasságában van, felette és alatta 510 mm köz betartásával helyezkedik el a másik kettő. A quad-elem mögött 275 mm ($\approx 0,13\lambda$) távolságban van rászelve egy-egy tartószerkezetre a három reflektor. Mindegyik 10 mm átmérőjű hengeres tömör rúdból vagy csőből készül.



27.11. ábra. Hibrid kettős quad DL 7 KM szerint

A kettős quadhurok elkészítéséhez DL 7 KM 4,16 m hosszú és $16\ \text{mm}^2$ keresztmetszetű csupasz rézhuzalt használt fel. Úgy hajlította be a huzalt, hogy 520 mm legyen az oldalhossz. A kettős négyzet alakú antennaelem A csúcsai lefordíthatók volnának, de kiderült, hogy a feszültségminimumok nincsenek mindig pontosan a csúcokban, és a frekvencia átváltásakor is kissé eltolódnak. A mesterséges földelés növeli a csillapítást és ennek következtében csökkenti az antennanyereséget. Ezért kellett műanyag tömbök alkalmazásával elszigetelni az A pontokat a fém tartóoszloptól.

Az $X-X$ táppont földszimmetrikus, úgyhogy az aszimmetrikus $60\ \Omega$ -os koaxiális kábelt csak valamilyen szimmetriaátalakító közbeiktatásával

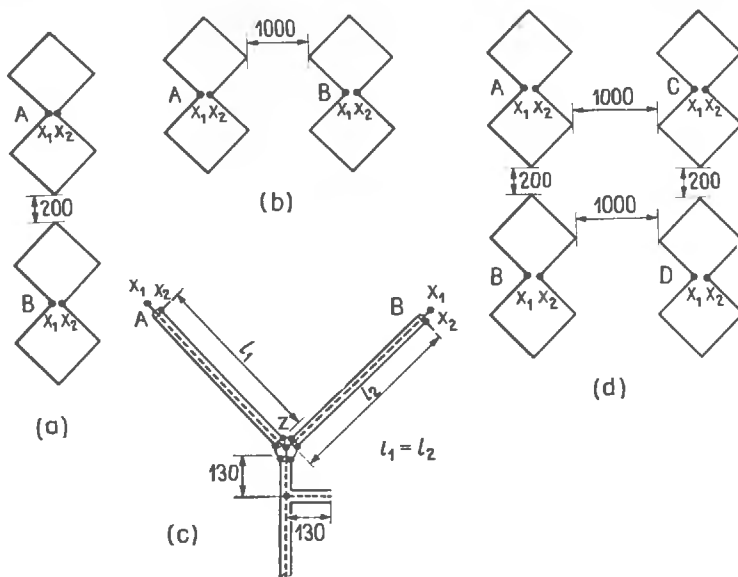
lehet csatlakoztatni. Jól használható erre a célra a 7.2. alfejezetben ismertett módon nagyon egyszerűen felépíthető Pawsey-féle szimmetrizáló tag vagy a 7.3. alfejezet szerinti EMI-hurok. A gyakorlati kutatások szerint azonban el is hagyható teljesen a szimmetriaátalakító. Közvetlen aszimmetrikus táplálással is csak elhanyagolható mértékben torzul el a sugárzási diagram, és egy esetben sem volt tapasztalható nagyfrekvencia a kábelköpenyen. Ez a jelenség a méteres és a deciméteres hullámok tartományában feltételezhetően annak a gyakorlati ténynek tulajdonítható, hogy a szükséges tápkábel itt elektromosan több hullámhossznak felel meg. Az aránylag nagyon hosszú tápvezetéseken látszólag olyan nagy mértékben csillapodnak a meglévő aszimmetriák, hogy nem zavarhatnak.

Ha a 2 m-es hibrid kettős quad minden megadott méretét 3-mal osztjuk, a 70 cm-es amatőrsávban kapunk rezonanciát. Deciméteres hullámokon is nagyon jó eredményeket sikerült elérni ezzel az antennafajttával.

DL 7 KM $s = 1,1$ állóhullámarányt ért el a tápvezetéken, és a hátrasugárzásban 28 dB csillapítást mért. Az antennanyereségre nem ismeretesek még pontos mérési eredmények, elméletileg körülbelül 8 dB-t lehet elérni ezzel a felépítéssel. A vízszintes síkban kereken 75° nyílásszög kételemes antennának felel meg, a függőleges síkban körülbelül 60° lehet ez a szög.

A viszonylag csekély ráfordítás és a kis szélnyomás folytán csoportantennákban is nagyon jól felhasználható ez a hibrid kettős quad.

A 27.12. ábrán vázlatosan felrajzolt antennacsoportok eddig már jó eredményeket hoztak a 2 m-es és a 70 cm-es sávban. A 27.12.(a) ábrán bemutatott, függőlegesen egymás fölé helyezett kettős csoportban az emeletes elrendezés elméletileg 3 dB-lel növeli meg a különálló rendhez viszonyítva az antennanyereséget. A vízszintes síkban az emeletes elrendezés nem változtatja meg a nyílásszöveget, vagyis ez a szög továbbra is 75° , míg a függőleges síkban körülbelül 30° -ra csökken. Ugyanígyen többletnyereséget kapunk a vízszintes sorban elhelyezett kettős csoporttal is [27.12.(b) ábra]. Az utóbbi változatban 38° -ra csökken a vízszintes nyílásszög, a függőleges nyílásszög viszont 60° marad. Az ilyen kettős csoportok legkedvezőbb táplálási lehetőségét a 27.12.(c) ábrán láthatjuk. Az A és a B rendszerből tetszés szerinti hosszúságú, $60\ \Omega$ hullámellenállású I_1 , és I_2 koaxiális kábellel lehet csatlakozni a középső Z összekötő ponthoz. Ügyelni kell



27.12. ábra. Antennacsoportok kialakítása hibrid kettős quad rendszerekkel (az ábrákon csak a táplált antennaelemeket rajzoltuk meg):

- (a) kettős csoport emeletes elrendezésben; (b) kettős csoport egyetlen vízszintes sorban; (c) táprendszer a kettős csoportokhoz; (d) egy négyes csoport kialakítása

arra, hogy l_1 és l_2 pontosan egyforma hosszú legyen, a kábelek belső vezetőjét az X_1 , külső vezetőjét pedig az X_2 ponttal kell összekötni. A Z ponthoz csatlakozik a szorosabb értelemben vett 60 Ω -os tápkábel is, itt kötjük össze egymással a kábelek három külső és három belső vezetőjét. Minthogy az A és a B rendszer a Z pontban párhuzamosan csatlakozik egymáshoz, eredőül itt 30 Ω impedanciát kapunk. Ezt az értéket a 6.6. alfejezet szerinti negyedhullámú illesztővezetékkel feltranszformáljuk a 60 Ω -os tápkábel hullámellenállására.

A 6.13. ábra szerint ebben az alkalmazási esetben a Z ponttól $0,095\lambda$ távolságban egy szintén $0,095\lambda$ hosszú nyitott illesztővezetékre van szükség. Ebben a koaxiális megoldásban a kábel rövidülési tényezőjét 0,66-nak vesszük, ha a dielektrikum teljesen kitölti a szigetelési teret. A nyitott illesztővezeték hossza és távolsága ezek szerint $0,095\lambda \cdot 0,66 = 130$ mm. Az illesztővezeték részére létesített megcsapolási pontban összekötjük a belső vezetőt a belső vezetővel és a külső vezetőt a külső vezetővel. Minden összekötési pontot és az illesztővezeték nyitott végét is az időjárási hatások elleni védelmül kiöntőmasszába kell beágyazni.

A két kettős csoportból összeállított négyes csoportra [27.12.(d) ábra] szintén roppant egyszerű gerjesztési lehetőségeink vannak. Itt is ki-

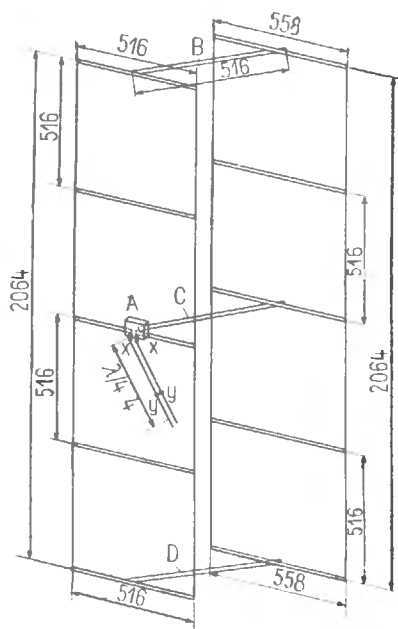
zárólag csak 60 Ω -os koaxiális kábeleket használunk fel, és a 23.16.(b) vagy (c) ábra szerinti kapcsolást alkalmazzuk. A táprendszer ugyanaz, mint amelyet a 23.4.3. pontban a HB 9 CV-féle csoporttal kapcsolatban már részletesen ismertettünk. Ezzel a négyes csoporttal 14 dB nyereséget érhetünk el, a nyílásszög nagysága a vízszintes síkban körülbelül 38°, a függőleges síkban pedig 30°.

27.3.5. A négyes quadsorozat

Egy további quadváltozatot DL 6 DW dolgozott ki. Mint a 27.13. ábrán látjuk, négy, emeletesen elrendezett, vízszintesen polarizált cubical quad rendszerről van szó. A szintek közötti optimális távolság elhanyagolásával itt csak az volt a fontos, hogy ebből a quadcsoportból kifejezetten a hordozható állomásokhoz egy különösen kis súlyú és könnyen szétszerelhető vagy teljesítőképességű antenna jöjjön létre.

A függőleges szakaszok mind litze-huzalból, a vízszintes antennaelemek pedig réz- vagy sárgaréz csőből készülnek (a csövek átmérője 3,5, falvastagsága 0,5 mm lehet). Ha eltávolítjuk az 516 mm hosszú, B, C, D köztartót, a táplált szakaszokat és a reflektorokat könnyen szállítható kötegbe göngyölthetjük össze.

Kiderült, hogy erre a változatra nem alkalmazható a szokásos quadmértezés, amennyiben valamivel kisebbre kell venni a táplált négyzetek és a reflektornégyzetek méreteit. Rezonanciát akkor kapunk, amikor a táplált négyzetek kerülete pontosan $1,0\lambda$, a $\lambda/4$ távolságban levő reflektornégyzeteké pedig $1,04\lambda$, de ezeknek az eltéréseknek az okát mind ez ideig még nem sikerült egyértelműen tisztázni. A 27.13. ábrán megadott méretekkel a sáv közepén, 145 MHz-en van a rezonancia.



27.13. ábra. DL 6 DW négyes quadsorozata

Az X—X talppontban várható ellenállást nem adta meg DL 6 DW, mint hogy azonban egy nyitott negyedhullámú vezetékkel csatlakozik ide, és az Y—Y pontban 60Ω talpponti ellenállást kap, feltételezhetően csak 15Ω körül lehet az X—X pontban az impedancia. A mintaantennához a megkövetelt hajlékonyság miatt 240Ω -os szalagkábelből készült el a nyitott negyedhullámú illesztővezeték. A rövidülési tényező figyelembevételével e vezeték mechanikai hossza körülbelül 420 mm; a 60Ω impedanciának megfelelő y—y megcsapolás 200 mm-re lehet a nyitott vezetékvégtől. Helyhez kötött berendezéshez merev párhuzamos csövekből építhető meg a negyedhullámú vezeték, és ezeket a csöveket a C köztartóra lehet erősíteni. Szimmetriaátalakító nem feltétlenül szükséges; DL 6 DW egy feltekerített két-

huzalos vezeték alakjában készítette el (lásd a 7.7. alfejezetet).

Összehasonlító mérések alapján DL 6 DW az antennanyereségre hozzávetőlegesen 11 dB, a hátrarasugárzási csillapításra pedig 23 dB értéket ad meg. A vízszintes nyílásszögére közölt 75° a különálló quad rendszernek felel meg. A 3.19. ábrából tehát arra következtethetünk, hogy a függőleges síkban 30° a nyílásszög.

27.4. Az ultrarövid hullámú ringbeam

A cubical quad közvetlen leszármazottja a ringbeam, amelyet mint rövidhullámú, irányhatású antennát a 15.2. alfejezetben már ismertettünk. Az ultrarövid hullámok tartományában is jól felhasználható, sőt még csökkennek is a mechanikai nehézségek, amelyeket az egyre kisebb átmérőjű, gyűrű alakú elemek felépítése idézett elő. A sugárzási diagramok, az antennanyereség és a talpponti impedancia tekintetében lényegében ugyanúgy viselkedik az ultrarövid hullámú ringbeam, mint az egyébként hasonló, de a csúcsára állított cubical quad. Így tehát a 15.1. és a 15.2. alfejezetben közölt adatok értelemszerűen az ultrarövid hullámú ringbeamra is érvényesek.

Az ultrarövid hullámú gyűrűs antenna megépítéséhez lehetőleg 8...12 mm átmérőjű könnyűfém huzalt vegyünk, mert ez az anyag annyira stabil, hogy a viharos szelek vagy a zúzvara hatására sem deformálódik. Különösen előnyösnek látszik az a megoldás, mely szerint egy rézhuzalt befűzünk egy megfelelő hosszúságú és hőre lágyuló műanyagból legyártott (például vinidur) csőbe, majd a csövet meleg állapotában behajlítjuk a megkövetelt gyűrű alakra. A csővégeket egymáshoz hegesztjük vagy összeragasztjuk, de előzőleg megfelelő réseket vagy furatokat készítünk a műanyag cső falában, és e lyukakon vagy réseken keresztül kivezetjük a két huzalvéget. Így nagyon könnyű, stabil időjárásálló gyűrűket kapunk. Már az egyszerű gyűrűvel is bőségesen elérhetünk — a félhullámú dipólusra vonatkoztatva — 1 dB antennanyereséget. A talpponti ellenállás 110Ω , a táplált elem hossza $1,03\lambda$.

Ha $0,2\lambda$ távolságban egy reflektort is felszerelünk, 5 dB-re nő meg az antennanyereség, és a talpponti ellenállás 60Ω -ra nagyságrendű lesz. A táplált elemet részben mint kettős menetet is kiképezhetjük. Ebben az esetben $2,02\lambda$ hosszúságú veze-

tékre van szükségünk, ebből alakítjuk ki a kétmenetes átmenő tekercset. $0,18\lambda$ reflektortávolsággal ekkor jó illesztést kapunk a $240 \dots 300 \Omega$ hullámellenállású tápvezetésekre.

A reflektorgyűrű minden esetben egyetlen menetből áll, és kiterített hossza $1,08\lambda$. Nagyon gondosan kell behangolni, mert nagymértékben ettől függ az antenna teljesítőképessége.

A háromelemes, ultrarövid hullámú ringbeamhez $0,17$ és $0,22\lambda$ közötti reflektortávolság és $0,12$ és $0,15\lambda$ közötti direktortávolság ajánlható. Az egyszerű sugárgyűrűvel ellátott ilyen rendszerek talpponti ellenállása nagyságrendben 30Ω lehet. Ez esetben ajánlatos a 6.4. alfejezet szerinti omega-tagon keresztül illeszteni a koaxiális tápkábelt. A direktorgyűrű kerülete $0,95\lambda$ (a gyűrű alakú sugárzó vázlatait és megépítési változatait lásd a 15.9. és a 15.10. ábrán).

A következő méretezési képletek a frekvenciára vonatkoznak, és az ultrarövid hullámú gyűrűs antennaelemekre érvényesek.

A táplált antennaelem egyenesbe kifejtett S vezetöhossza:

$$S = \frac{31\,000}{f}. \quad (27.8)$$

A reflektor vezetőjének egyenesbe kifejtett R hossza:

$$R = \frac{32\,800}{f}. \quad (27.9)$$

A direktor vezetőjének egyenesbe kifejtett D hossza:

$$D = \frac{28\,500}{f}. \quad (27.10)$$

Ezekben a képletekben a hosszméretek az f frekvencia MHz-ben értendő.

Képleteink felhasználásával a 2 m-es sávban használható (145 MHz rezonanciafrekvenciájú) ringbeam hosszmeretei:

$$S = 214 \text{ cm};$$

$$R = 226 \text{ cm};$$

$$D = 196 \text{ cm}.$$

Az ultrarövid hullámú ringbeam kísérleti vizsgálataihoz, a tájékozódásul végrehajtandó kísérletekhez megfelelő méretű játékkarikákra érdemes rászerezni a vezetőket. Fakarikák helyett a műanyagból gyártott és régebben nagyon népszerű hulahoop-karikákat is jól felhasználhatjuk mint hőre lágyuló műanyagot a gyűrű szerint kialakított huzalok merevítésére és tartására.

28.

Amatőrantennák mozgó állomásokhoz

Néha előfordul, hogy átmenetileg tetszés szerint változtatott felállítási helyeken kell üzemben tartani az amatőrállomást. Az ilyen nem helyhez kötött, úgynevezett hordozható állomások különösen a terepversenyeken szükségesek.

A motorizálás további térhódításával egyre nő az olyan rádióamatőrök száma is, akik gépjárműre szerelik hordozható állomásukat; ilyenkor már mozgó állomásról beszélünk. A félvezetők technikájának fejlődése nagyon elősegítette ezt az irányzatot. Elsősorban a hullámterjedési viszonyok miatt, és azért, mert így lehetővé válik a nagy hatótávolságú mozgóantennák készítése. Európában a mozgó állomások főként a 2 m-es sávban működnek. Nem utolsósorban a rókavadászatot is meg kell itt említenünk, amely eleinte még csak játéknak számított, később viszont igen népszerű sportággá nőtte ki magát, és egyenlő mértékben veszi igénybe a műszaki és a testi képességeket. Ezek a különleges alkalmazások olyan antennákat követelnek meg az amatőrállomásokon, amelyek műszaki és mechanikai adataikban lehetőleg jól kielégítik a mindenkori különleges igényeket.

28.1. A hordozható rádióállomások antennái

Normális körülmények között a hordozható állomással olyan felállítási helyet keresünk magunknak, ahol a lehető legkedvezőbb hullámterjedési viszonyokra számíthatunk. Rövidhullámon más szempontok szerint kell kijelölni a felállítási helyet, mint az ultrarövid hullámú üzemben.

A rövidhullámok tartományában különösen azok a kedvező felállítási helyek, ahol jók a terepviszonyok és szabad a közeli környezet. A hegyeken kijelölt felállítási helyek rövidhullámon nem kedveznek az ionoszférikus terjedésnek.

A felállítási hely alkalmasságát elsősorban a talajviszonyok döntik el, különösen ha függőleges sugárzót akarunk alkalmazni. Például a vizek közvetlen környezetében jó kisugárzási viszonyokra számíthatunk. Az egyes fák vagy erdők alig zavarják a rövidhullámok terjedését, a távvezetékek vagy más, nagyobb fémtárgyak közelségét azonban kerülnünk kell.

Az ultrarövid hullámok tartományában, ahol az ionoszféráról gyakorlatilag már nincsenek visszaverődések, a lehető legmagasabb települési hely nyújtja a legkedvezőbb viszonyokat. Ez esetben elsőrangú jelentőségűvé, egyúttal roppant egyszerűvé válik a felállítási hely kijelölése, hiszen a terepviszonyokat nem kell figyelembe vennünk.

A hordozható állomásokhoz minden szokásos rövidhullámú és ultrarövid hullámú antennatípus megfelel, a lényeg csak az, hogy meglegyen vagy meg lehessen teremteni hozzá a felállítás lehetőségét, és ne ütközzön leküzdhetetlen nehézségekbe az antenna részeinek odaszállítása. Minthogy azonban a többnyire rövid idejű üzemből általában nem érdemes bonyolult antennarendszert építeni, a rövidhullámok tartományában előnyben kell részesíteni a legegyszerűbb huzalantennákat, amelyeknek geometriai hosszát ilyenkor a meglévő kítámasztási pontok (fák stb.) egymás közötti távolsága eleve megszabja.

Az ilyen L vagy T alakú antennákat aszimmet-

rikus Collins-szűrővel lehet rezonanciába hozni. Ezáltal feleslegessé válik a külön tápvezeték, hiszen magát az adót közvetlenül az antenna talppontjában is felállíthatjuk, és a szabad terepen aligha kell számítanunk közeli rádióadók vagy tv-adók zavaró hatására. Ahol jók a talajviszonyok (például tengerparton vagy mocsaras vidéken), a függőleges sugárzókkal kapjuk a legjobb eredményeket erre vonatkozólag (lásd a 19.1. alfejezetet is). Sokszor egy fához köthetjük függőleges vagy ferde negyedhullámú huzalunkat, alsó végét pedig ugyancsak egy Collins-szűrő közbeiktatásával az adó végfokozatához csatlakoztathatjuk. Nagyon kevés amatőrnek van földbe szúrható vagy teleszkópszerűen kihúzható antennaoszlopa, amellyel függetlenítheti magát a természetes felfüggesztési pontoktól, és amely elég magas a rövidhullámú antenna kifeszítésére. Mint hogy a hordozható állomásokon elsősorban a felállítási hely kijelölése dönti el a vállalkozás sikerét, általában elegendő a megfelelő mennyiségű antenahuzalról és egy megfelelő Collins-szűrőről gondoskodni. Az antennát ebben az esetben a helyi adottságoknak megfelelően állítjuk fel.

A 2 m-es és a 70 cm-es sávban egyáltalán nem okoz semmilyen antennaproblémát a hordozható állomás. A kis súlyú, szétszedhető Yagi-antennák minden méretben a lehető legjobb eredményekkel használhatók fel. Az antenntartó többnyire egy egyszerű, összetolható csőárbcoc lehet. Ennek körülbelül 3 m magasnak kell lennie, és egyes csőszakaszokból könnyen összeállíthatjuk.

A kis teljesítményű kézi rádiótelefonok antennáját, a kis távolságú összeköttetések létesítésére, általában a negyedhullámú ostorantennát közvetlenül lehet tűzni a készülékre. Nagyobb távolságot könnyű szerkezetű Yagi-antennával (lásd a 22.2. alfejezetet) vagy HB 9 CV sugárzójával (lásd a 22.1.2. pontot) lehet elérni.

28.2. Rövidhullámú antennák mozgó állomásokra

A gépjárműre szerelt rövidhullámú rádióállomás antennáiban nagyon kicsi a választék. Elsősorban a mechanikailag megrövidített negyedhullámú sugárzó mint függőleges antennarúd jön számításba. Csupán a 10 m-es sávban lehet az ilyen függőleges antennát a teljes geometriai hullámhosszra (kb. 2,50 m-re) venni. Nagyobb hullám-

hosszakon a közlekedési szabályzat és a józan ész is tiltja a természetes rezonanciahosszt. Ebben az esetben már csak a meghosszabbító tekercs segít, bár ennek megvannak a jól ismert hátrányai, nevezetesen a rossz hatásfok, a keskeny átviteli sáv és a nehézkessé váló táplálás.

28.2.1. A rövidített függőleges sugárzók mechanikai kivitelezése

Az egyik mechanikai nehézséget a vesszőantenna biztos tartása okozza. Rugalmas felerősítésre van szükség, de menet közben nem szabad lengésbe jönnie az antennának. Minthogy általában csak a talppontban lehet felerősíteni, a levegőellenállás itt nagy igénybevételt okoz, és a sebesség-növelésével csak fokozódik ez az igénybevétel. Ebből következik, hogy kis légellenállású vékony csőből kell kialakítani az antennát, és a vége felé kúposan elvékonyítani, mert a hosszabb karon nagyobb a légellenállás forgatóónyomatéka.

Szilárdsági okokból egydarabból kellene lennie a rúdantennának, ugyanakkor azonban a szét-szerelhetőség is kedvező, mert szükség esetén lehetővé teszi a jármű belsejében is a szállítást. Végül az is fontos, hogy könnyen lehessen oldani a talppontban az antenna rögzítését, hiszen ahhoz, hogy behajthasson a kocsi a garázsba, le kell venni előbb az antennát.

A 10 m-nél nagyobb hullámhosszakon mindig szükség van a hosszabbító tekercsre. Stabilitási szempontból a rúd legalsó pontja a legkedvezőbb a tekercs elhelyezésére. Itt azonban — az árammaximum helyén — a legnagyobbak a tekercsvesztések. A sugárzási ellenállás és ezzel együtt a hatásfok is megnő, ha eltoljuk az antenna csúcsa felé a hosszabbító tekercset. Kedvező kompromisszum a talpponttól $\frac{1}{3}$ vagy $\frac{1}{2}$ rúdhossznyi távolságban iktatni be a tekercset.

A rövidhullámú autóantenna legkedvezőbb felerősítési helye majdnem mindig a hátsó lökhárító vagy rögzítő kengyele. E résznek megvan a kellő szilárdsága, ezenkívül pedig jó fémes érintkezést lehet itt létrehozni a gépkocsi többi fémrészével. A legtöbb esetben azonban döntő jelentősége van annak, hogy ez a felerősítési mód nem okoz sérülést a karosszérián.

Az antennarúd és a felerősítési pont közé ajánlatos beiktatni valamilyen rugózó antennalábat. Jól beválnak erre a célra a motorkerékpárokön használatos lengő nyereg tekercsrugói (a tekercs-átmérő körülbelül 30 mm, a huzal átmérője 6 mm

körül). Egy kis mechanikai ügyességgel jól használható rugózó lábat készíthetünk belőlük. A rugalmas felerősítés következtében sokkal kevésbé befolyásolhatják az üttett egyenletlenségei az antennát, mint abban az esetben, amikor mereven rögzítjük. A rugalmasan befogott rúd könnyen enged az akadályoknak, és nem törik le olyan könnyen. Menet közben akkor a legkedvezőbbek az üzemi viszonyok, ha a rugózó lábra szerelt teljes antenna mechanikai rezonanciafrekvenciája körülbelül 1 Hz. Ez esetben a többnyire rövid ideig tartó szapora lökések nem hozhatják mechanikai lengésekbe az antennát, úgyhogy nyugalmi helyzetben marad az antenna még abban az esetben is, ha göröngyös úton halad a kocsi.

A rövidhullámú, függőleges autóantenna mechanikai hossza általában 2,40...3 m. Az antennavessző hagyományos anyaga a fémcső, a gyári autóantennák anyagának minősége nagyon jó. Megfelelő és nem is olyan drága megoldás a szaküzletekben szétszerelhető horgászbót néven kapható vékony, egymásba tolnakó bambuszpálcák alkalmazása.

Az antennahuzalt a legegyszerűbben ragasztószalaggal rögzíthetjük a bambuszrúdon. Nagyon jól beválnak az üvegszállal erősített poliészter anyagú horgászrudak. Ezek felhasználásával ugyanis a cső belsejében feltűnés nélkül lehet elhelyezni az antennavezetőt. Minthogy a tartó anyaga egyúttal kis veszteségű szigetelő is, a szükséges antennahosszabbító tekercset tekercstartójával együtt közvetlenül ráfűzhetjük az antennarúdra.

Az antennaproblémák mechanikai megoldására természetesen nagyon sok többé-kevésbé használható lehetőség kínálkozik, de itt csak egy részüket ismertethetjük. Az olyan antenna azonban eleve eltéveszti célját, amelynek tetszetős ugyan a külseje és mechanikailag kifogástalan a felépítése, de egyébként is rossz hatásfokát csak tovább rontja a hibás elektromos kivitelezés.

28.2.2. A rövidített függőleges sugárzó elektromos tulajdonságai

A legkedvezőbb hatásfokú autóantenna a 10 m-es amatőrsávban működtetett, negyedhullámú sugárzó, mert kereken 2,40 m mechanikai hosszban mint Marconi-antenna, hosszabbító tekercs nélkül alkalmazható. A szükséges ellensúlyt vagy „földet” a gépkocsi fémes részei és természetes földkapacitásuk alkotják.

Az ilyen negyedhullámú sugárzó elektromos jellemző adatait a 19.2. alfejezetben közöltük. A (19.5) egyenlettel megadott Rűdenberg-összefüggés értelmében az R_S sugárzási ellenállás kereken 40Ω . Az R_E talpponti ellenállás a (19.6) szerint az R_S sugárzási ellenállás és az R_V teljes veszteségi ellenállás összegével egyenlő. Minthogy a veszteségi ellenállások nem járulnak hozzá a sugárzáshoz, hanem hővé alakítják át a felvett teljesítmény rájuk eső részét, az η hatásfok annál kisebb, minél nagyobb az R_S sugárzási ellenálláshoz képest az R_V veszteségi ellenállás, vagyis

$$\eta = \frac{R_S}{R_S + R_V} \quad (28.1)$$

$R_S = 36 \Omega$ sugárzási ellenállás és $R_V = 12 \Omega$ teljes veszteségi ellenállás feltételével $R_{bem} = 48 (R_S + R_V) \Omega$ bemeneti ellenállással kell számolnunk. A hatásfok ebben az esetben a (28.1) képletből

$$\frac{36}{36 + 12} = 0,75,$$

vagyis 75%.

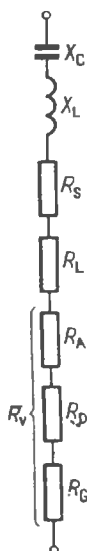
Különösen a mozgó rádióállomások antennájában az R_G földelési veszteségek teszik ki az R_V veszteségi ellenállás legnagyobb részét. A rövidített függőleges sugárzóban ezenkívül jelentős mértékben járulhat hozzá a teljes veszteségi ellenálláshoz a hosszabbító tekercssel előidézett R_L veszteség is. További összetevők az R_V ellenállásban a szigetelési veszteségek, amelyek R_D dielektromos veszteségek formájában főként a talpponti szigetelőben jelentkeznek, és a vezetőkkel előidézett veszteségek, amelyek az (5.13) egyenlet értelmében a frekvenciafüggő szkinhatás figyelembevételével az antenna vezetőjének R_A hatásos ellenállásából adódnak. R_A és R_D R_G -hez és R_L -hez képest általában kis értéken tartható, úgyhogy többnyire nem is szükséges a figyelembevétele.

A rövidített negyedhullámú sugárzó helyettesítő kapcsolási rajzát a 28.1. ábrán közöljük. A negyedhullámú rezonanciához képest bekövetkező rövidülés X_C kapacitív meddőellenállást hoz létre a sugárzóban. Ezt egy egyenértékű X_L induktív meddőellenállás, a hosszabbító tekercs kompenzálja ($X_L = X_C$). Ezért a sugárzó rövidülése ellenére rezonanciát kapunk. Az X_C , X_L meddőösszetevőkhöz sorosan csatlakozik az R_S sugárzási ellenállás és az R_V veszteségi ellenállás, mely utóbbi az R_G földelési veszteségnek, R_L tekercsveszteségnek, R_D dielektromos veszteségeknek és R_A vezetőveszteségeknek megfelelő ellenállásokból tevődik össze.

Mindenekelőtt az érdekel bennünket, hogyan függ az R_S sugárzási ellenállás a sugárzó rövidülésétől. Általában R_S annál kisebb, minél nagyobb mértékben rövidítjük meg a sugárzót. Ez az összefüggés egyébként a Rüdenberg-képletből is kitűnik [lásd a (19.5) egyenletet], hiszen az antenna mechanikai rövidülése egyúttal azt is jelenti, hogy csökkent a H , hatásos antennahossz. Az ohmban kifejezett R_S sugárzási ellenállás kiszámításához jól kezelhető képlet

$$R_S = \frac{H^2}{312}, \quad (28.2)$$

amelyben H az antenna hossza szögfokban.



28.1. ábra. A mechanikailag rövidített félhullámú sugárzó helyettesítő kapcsolása

1. példa. Egy 3 m hosszú mozgóantennát a 80 m-es sávban akarunk használni. Mekkora az antenna R_S sugárzási ellenállása?

A 80 m-es sáv átlagos hullámhossza kerekén 82 m, vagyis 360° . Ebből azt kapjuk, hogy a 3 m mechanikai antennahossznak szögfokban

$$\frac{3 \cdot 360^\circ}{82} \approx 13^\circ$$

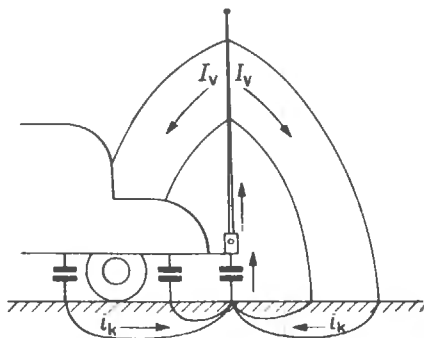
felel meg:

$$H = 13^\circ, \quad H^2 = 169, \quad R_S = \frac{169}{312} \approx 0,54 \Omega.$$

Ha ugyanezt az antennát a 40 m-es sávban kellene használnunk ($\lambda = 42,5$ m), az antenna elektromos hosz-

za kerekén 25° lenne, és a megfelelő sugárzási ellenállás ekkor 2Ω . A 20 m-es üzembn R_S körülbelül 9Ω -ot tenne ki.

Különösen a 80 m-es üzembn rendkívül kicsinyek ezek a sugárzási ellenállások, és rendkívül rossz hatásfokot vonnak maguk után. Tegyük fel, hogy a veszteségi ellenállások összege 12Ω (teljesen reális érték!); ebben az esetben példánkban a 80 m-es üzembn (28.1) értelmében $\eta = 0,043 = 4,3\%$ a hatásfok. Ez azt jelenti, hogy az adóban előállított nagyfrekvenciás energiának több mint a 95%-a kihasználatlanul hővé alakul át. Ugyanilyen körülmények között 40 m-en 14,3, 20 m-en pedig 43% hatásfokot kapunk. Ebből beláthatjuk, mennyire fontos a veszteségi ellenállásokat lehetőleg minél kisebb értéken tartani, és a jelentéktelennek látszó hibák is (például rossz érintkezések) mennyire katasztrofális következményekkel járhatnak a hatásfokban.



28.2. ábra. A gépkocsira szerelt függőleges antenna árameloszlása

Sajnos nincs semmi gyakorlati lehetőségünk az R_G földelési veszteségek hatékony csökkentésére. Mint a 28.2. ábrán vázlatosan felrajzoltuk, a külső I_v eltolási áramok I_k konvekciós áramok alakjában folytatódnak a földben, és az antenna talponta felé irányulnak (lásd a 19.4. ábrát is). Mozdó állomás esetén a jármű fémtestén folyik át az áramok egy része. Minthogy pedig a jármű felülete — legalábbis a kisebb frekvenciájú amatőrsávok tekintetében — mindig sokkal kisebb $\lambda/4$ -nél, így nem is alkothat kielégítő ellensúlyt, és csak mint földkapacitás fejt ki hatását. Egy 3 m hosszú mozgóantennán a 80 m-es sávban végrehajtott mérések R_G átlagértékére hozzávetőlegesen 10Ω -ot szolgáltattak.

28.2.2.1. A rövidített negyedhullámú sugárzó hosszabbító tekercs

A negyedhullámú rezonanciához képest mechanikailag megrövidített sugárzónak X_C kapacitív meddőösszetevője is van. A kapacitív ellenállás értéke ohmban:

$$X_C = \frac{Z_A}{\operatorname{tg} H}. \quad (28.3)$$

Ebben a kifejezésben Z_A az antennarúd hullámellenállása Ω -ban a (19.7) egyenlet szerint, H pedig a rúd hossza szögfokban, amelynek kiszámítását az 1. példában már elmagyaráztuk.

2. példa. Itt is abból indulunk ki, hogy egy 3 m hosszú antennát a 80 m-es sávban akarunk felhasználni. Azt már kiszámítottuk, hogy a H hossz 13° . A szögfüggvények táblázataiból megtudjuk, hogy 13° tangense 0,23 087. Az antennarúdnak $d=10$ mm átmérőjűnek kell lennie, tehát $L=3$ m = 3000 mm antennahosszal az $S=L/d$ karcsúsági fok 300. Ebből a Z_A hullámellenállás a (19.7) egyenlet szerint 361 Ω . Ily módon az X_C kapacitív meddőellenállás a (28.3) egyenlet szerint $361/0,23\ 087=1570$ Ω .

Az $X_C=1570$ Ω kapacitív ellenállás kompenzálására az antennahosszabbító tekercs X_L induktív meddőellenállásának is 1570 Ω -nak kell lennie. Ez esetben a hosszabbító tekercs áramhasban, tehát az antenna talppontjában van.

X_L értékéből a hosszabbító tekercs L induktivitása és a frekvencia között az

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \quad (28.4)$$

összefüggés áll fenn, ahol L μH -ben, az f frekvencia pedig MHz-ben behelyettesítendő. Számítások nélkül a 6.19. ábráról olvashatjuk le az X_L induktív összetevő frekvenciafüggését.

A 2. példánkban kiszámított $X_L=1570$ Ω induktív meddőösszetevő $f=3,7$ MHz frekvencián $L=68$ μH kikerekített értékű induktivitásnak felel meg.

A tekercs Q jósági tényezőjének minél nagyobbának kell lennie, hogy megfelelő határok között maradhasson az R_L veszteségi ellenállás. A házi eszközökkel elkészített, kis veszteségű jó tekercscsel sem lehet általában $Q=300$ -nál nagyobb jósági tényezőt elérni. A nagy Q érték előfeltétele többek között a nagy felületi vezetőségű vastag huzal és a kedvező alakítvány. Az utóbbira vonatkozólag egyszerű gyakorlati szabály, hogy a tekercs hosszának és átmérőjének 2:1 arányban kell állnia egymással. A tekercs R_L veszteségi ellenállását meghatározó képlet:

$$R_L = \frac{X_L}{Q}. \quad (28.5)$$

Ha $Q=300$, a 2. példában kiszámított antenna-hosszabbító tekercs R_L veszteségi ellenállása $X_L=1570$ Ω behelyettesítésével már meghaladja az 5 Ω -ot, tehát jelentős mértékben lerontja a hatásfokot. Már említettük, hogy a mechanikai szempontból rövidített negyedhullámú sugárzó hatásfoka megjavul, ha a szükséges hosszabbító tekercset nem a talppontban, hanem feljebb, a sugárzó hosszának körülbelül a felezőpontjában iktatjuk be. Az ilyen középső helyzetű tekercs azért előnyös, mert majdnem megkétszerezi az R_S sugárzási ellenállást, ami a hatásfok javulásával egyértelmű. Az ilyen magasabban elhelyezett tekercs kevésbé van kitéve a környezeti csillapító hatásoknak, míg a talpponti tekercset szinte elkerülhetetlenül csillapítani fogja a karosszéria egyes részeinek közelsége. Ezért minden fémest a tekercs átmérőjének legalább a kétszeresével egyenlő távolságban kell tartani magától a tekercstől, hogy megakadályozhassuk a jósági tényező csökkenését.

A középen elhelyezett tekercs ellen mindennek előtt sztatikai és mechanikai érveink vannak. A viszonylag nagy erősségű áramokat átvezető, kiváló minőségű tekercset nem lehet miniatűr méretekben elkészíteni. Az aránylag nagy és súlyos tekercs az emelőknak tekinthető antennarúd közepén jelentős sztatikus terhelést okoz. Minthogy pedig semmivel sem járul hozzá a kisugárzáshoz, kedvezőbbnek látszik a talpponti elhelyezése, mert hosszának megfelelő mértékben kissé kiemeli az antenna sugárzó részét a karosszériarészek csillapító hatásából. A rövidített negyedhullámú sugárzó nagyon kis talpponti ellenállása miatt mindig gondoskodni kell a tápvezeték illesztéséről, ezt az illesztő hálózatot a talpponti hosszabbító tekercscsel együtt egybe is lehet építeni. Ezért a tekercs középső vagy talpponti elhelyezését a várható előnyök és hátrányok mérlegelésével esetenként kell eldönteni.

Ha középen helyezzük el a tekercset, vegyük azt is figyelembe, hogy ebben a pontban már nem lesz árammaximum. Ily módon a talpponti tekercsre kiszámított induktivitás nem elegendő az X_C kapacitív meddőellenállás kompenzálásához. Irodalmi adatok szerint a rövidített antennarúd geometriai középpontjában általában kétszer akora induktivitású hosszabbító tekercsre van szükség, mint a talppontban. Pontosabb értékeket úgy kaphatunk a középen elhelyezett tekercsre, hogy a talpponti tekercsre kiszámított induktivitást megszorozzuk 1,43-dal. Ha a talpponttól az

antenna hosszának egyharmadában helyezzük el a hosszabbító tekercset, ez a tényező kerekén 1,16. Pontos és részletes számításokat az irodalomban kapunk.

Az erősen megrövidített negyedhullámú sugárzónak nagyon kicsi a sávzélessége. A talpponti tekercsel ellátott és a 80 m-es sávban üzemben tartott, 3 m hosszú rúdra irányértéknek 35 kHz sávzélességet vehetünk, ha viszont közepén helyezzük el a tekercset, körülbelül 25 kHz-re csökken a sávzélesség. Az antenna rezonanciájának utánállítására görgős tekercsek, néha tekercses variométerek használatosak. Szokásosak ezenkívül az induktivitás változtatására sárgaréz mérülő magok, és esetleg zsinórhajtással, távolról lehet működtetni őket. Az ilyen megoldások azonban problematikusak, mert rendszerint lerontják a tekercs jósági tényezőjét.

A (19.9) egyenlet értelmében a B sávzélesség f_{res}/Q értékű. Ebben a kifejezésben Q a sugárzó jósági tényezője a (19.8) képlet szerint ($Q = Z_A/R_E$). Z_A az antennarúd hullámellenállása, értékét a (19.7) képletből számíthatjuk ki, R_E pedig az antenna talpponti ellenállása, és — mint már tudjuk — az R_S sugárzási ellenállás és az R_V veszteségi ellenállás összegével egyenlő ($R_E = R_S + R_V$). Ezekből az összefüggésekből egy kis átalakítással felírhatjuk, hogy

$$B = f_{\text{res}} \frac{R_E}{Z_A} \quad (28.6)$$

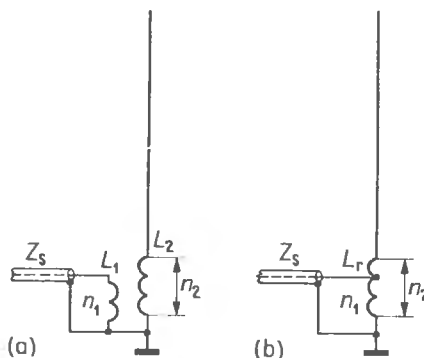
Részletes számítási példákat az irodalombantálalhatunk.

28.2.2.2. A rövidített függőleges sugárzók illesztése a tápvezetékhez

Az erősen rövidített mozgó antennák R_E talpponti ellenállása rendszerint 10...20 Ω , és túlnyomó részét többnyire a bemeneti ellenállásba bekerülő veszteségi ellenállások teszik ki. Még a 10 m-es mozgó állomásokon lehetségessé váló teljes mechanikai hosszúságú negyedhullámú sugárzók esetében is legfeljebb 40 Ω talpponti impedanciával számolhatunk, ha nincsenek rádiólok. Ez az eredmény csak arra utal, hogy amikor az ilyen sugárzón nagyobb talpponti ellenállást akarunk mérni, a veszteségi ellenállások meghaladják az átlagos értékeket.

A mozgóállomások antennáját mindig rövid koaxiális kábelen keresztül tápláljuk, úgyhogy ezt a kábelt minden esetben hozzá kell illeszteni a függő-

leges sugárzó talpponti impedanciájához. Erre a célra elsősorban a 19.4.1. pontban ismertetett illesztő kapcsolások alkalmasak, általában ezeket kell alkalmazni a negyedhullámú sugárzókhoz. Ha azonban a rövidített függőleges rúd talppontjában van a hosszabbító tekercs, egyúttal mindjárt csatoló tekercsnek is felhasználhatjuk. Ezeket az alkalmazási eseteket a 28.3. ábrán látjuk,



28.3. ábra. Egyszerű transzformátorkapcsolás a rúd-antenna és a talpponti tekercs közötti illesztésre

működésüket tekintve a két kapcsolás azonos. A 28.3.(a) ábrán látható nagyfrekvenciás transzformátor L_2 szekunder tekercsének n_2 menetszáma előre meg van adva, hiszen ez az antenna-hosszabbító tekercs. Az L_1 kicsatoló tekercs n_1 menetszámát az

$$n_1 = n_2 \sqrt{\frac{Z_S}{\omega L_2}} \quad (28.7)$$

kifejezésből kapjuk meg, ahol Z_S a felhasználandó koaxiális kábel hullámellenállása, ωL_2 pedig az induktív ellenállás.

A 28.3.(b) ábrán ugyanerről a kapcsolásról van szó, de a nagyfrekvenciás transzformátor helyén itt autotranszformátort használunk. Ebben a roppant egyszerű elrendezésben nehézségeket okozhat a csatolási tényező, a felhullámokat nem lehet eléggé elfojtani, és nem küszöbölhetők ki a szórás induktivitások.

Megbízhatóbban működik a 28.4. ábra szerinti kapcsolás, amelyben az L_S — C_S tag mint kis jósági tényezőjű rezgőkör az adófrekvenciára van hangolva, és a söntölő C_S levezeti a felhullámokat. Ez a kapcsolás egyúttal az illesztési feltételeket is kielégíti, a kábel Z_S hullámellenállását feltranszformálja a sugárzó R_E bemeneti ellenállásának az

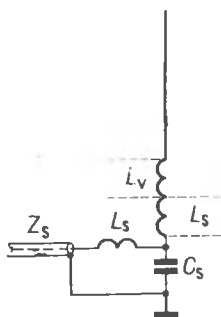
értékére. A szükséges C_S kapacitást. (pikofaradban) a

$$C_S = \frac{10^9}{2\pi f \sqrt{R_E Z_S}} \quad (28.8)$$

kifejezés adja meg, ahol f a frekvencia kHz-ben, R_E a sugárzó talpponti ellenállása, Z_S pedig a tápkábel hullámellenállása. Az L_S induktivitást (μH -ben) az

$$L_S = \frac{\sqrt{R_E Z_S} \cdot 10^3}{2\pi f} \quad (28.9)$$

képletből kapjuk meg, amelyben f a frekvencia kHz-ben.



28.4. ábra. A hosszabbító tekerccsel ellátott rúdantenna illesztésének javított elrendezése

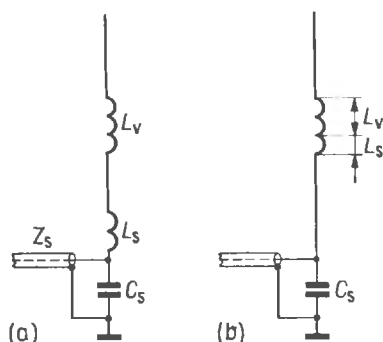
Példa. Egy 3700 kHz rezonanciafrekvenciájú és $R_E=20 \Omega$ talpponti ellenállású, rövidített mozgóantennát 60 Ω -os koaxiális kábelhez kell illeszteniünk. Számítsuk ki C_S és L_S értékét a 28.4. ábra szerinti kapcsolásra:

$$C_S = \frac{10^9}{6,28 \cdot 3700 \cdot \sqrt{1200}} = \frac{10^9}{23\,236 \cdot 34,7} = 1240 \text{ pF};$$

$$L_S = \frac{\sqrt{1200} \cdot 10^3}{6,28 \cdot 3700} = \frac{34\,700}{23\,236} = 1,49 \mu\text{H}.$$

A C_S kapacitást ajánlatos egy nem változtatható kapacitású kondenzátorból és egy vele párhuzamosan kapcsolt, levegődielektrikumú utánállító kondenzátorból összeállítani, hogy könnyen helyesbíthessük a kapacitásértéket. Ez esetben Seefried-féle illesztésről van szó (lásd a 6.7.2. pontot), az L_S induktivitású második tekercs L_V részévé válik.

Egy másik, L-tagot tartalmazó illesztő kapcsolást a 28.5.(a) ábrán láthatunk. Ebben az esetben az L_S tekercs az antenna talppontjában van. Minden hátrány nélkül „ráfüggeszthető” a középen elhelyezett L_V antennahosszabbító tekercsre, úgy-



28.5. ábra. A koaxiális kábel illesztése a rövidített függőleges antenna talpponti ellenállásához:

(a) az L_S tekercs az antenna talppontjában; (b) az L_S tekercs egybeépítve a középen elhelyezett L_V antennahosszabbító tekerccsel

hogy összesen csak egy közös, $L_V + L_S$ induktivitású tekercsre van itt szükség [28.5.(b) ábra]. Ha az L_V hosszabbító tekercs a sugárzó talppontjában van, szintén egybeépíthető az L_S induktivitással. A szükséges L_S értéke (pF-ban):

$$L_S = \frac{\sqrt{R_E(Z_S - Z_E)} \cdot 10^3}{2\pi f} \quad (28.10)$$

Ebben a képletben R_E a sugárzó talpponti impedanciája Ω -ban, Z_S a koaxiális kábel hullámellenállása, f pedig a frekvencia kHz-ben.

A C_S kapacitást pF-ban

$$C_S = \frac{2\pi f Z_S \sqrt{\frac{R_E}{Z_S - R_E}}}{10^3} \quad (28.11)$$

szerint kapjuk meg.

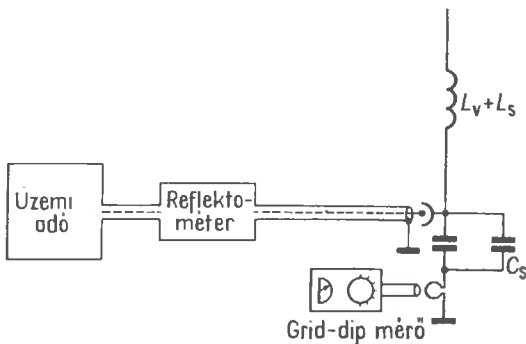
Példa. A 3700 kHz rezonanciafrekvenciájú és $R_E=16 \Omega$ talpponti ellenállású mozgóantennát a 28.5. ábra szerinti illesztőkapcsoláson keresztül egy 60 Ω -os koaxiális kábelhez akarjuk csatlakoztatni. Számítsuk ki L_S és C_S értékét:

$$L_S = \frac{\sqrt{16(60-16)} \cdot 10^3}{6,28 \cdot 3700} = \frac{26\,500}{23\,236} \approx 1,14 \mu\text{H};$$

$$C_S = \frac{6,28 \cdot 3700 \cdot 60 \cdot \sqrt{\frac{16}{60-16}}}{10^3} = \frac{1\,394\,160 \cdot 0,6}{10^3} \approx 836 \text{ pF}.$$

Ebben a kapcsolásban is egy nem változtatható kapacitású kondenzátorból és egy párhuzamosan kapcsolt légtrimmerből kell összeállítani a C_S kapacitást.

A rövidített mozgóantenna pontos behangolásához és illesztéséhez feltétlenül szükségünk van egy grid dip meter elnevezésű műszerre, és egy olyan készülékre, amellyel állóhullámarányt mérhetünk. A 28.5. ábra szerinti L-tagos illesztéshez a legmegfelelőbb mérési elrendezést a 28.6. ábrán láthatjuk.



28.6. ábra. Mérési elrendezés a 28.5. ábra szerinti mozgóantenna beállításához

Beállítási előírás

Mindenekelőtt eltávolítjuk a tápvezetéket, és leválasztjuk a C_S kondenzátor és a testpotenciál közötti összekötést. Az utóbbi helyére beiktatunk egy kis egymenetes tekercset, ezzel fogjuk csatolni a grid dip műszert. Most ezen a műszeren ellenőrizzük az antenna rezonanciáját, és a kívánt rezonanciafrekvenciához képest mutatkozó esetleges eltéréseket az L_V hosszabbító tekercsen szüntetjük meg. Ezután bekötjük a reflektómétert tartalmazó koaxiális kábelt, az adóval rezonanciafrekvenciáján gerjesztjük az antennát, és feljegyezzük a reflektóméterről leolvasott állóhullámarányt. Most távolítsuk el újra a tápkábelt, és a nagyobb kapacitásértékek irányában hangoljuk el kissé a C_S légtrimmert. Az antennában ily módon lecsökkentett rezonanciafrekvenciát a grid dip per kitérése alapján L_V változtatásával visszaállítjuk az eredeti rezonanciára. Utána visszakötjük a tápkábelt, és megmérjük az új állóhullámarányt. Ha az első beállításhoz képest kisebb értéket kapunk, „helyes” irányban állítottuk el a C_S kapacitást, ellenkező esetben kisebbre kell állítanunk C_S értékét. Ezt az állítgatást ugyanebben a sorrendben mindaddig folytatjuk, míg a lehető legkisebb állóhullámarányt nem kapjuk.

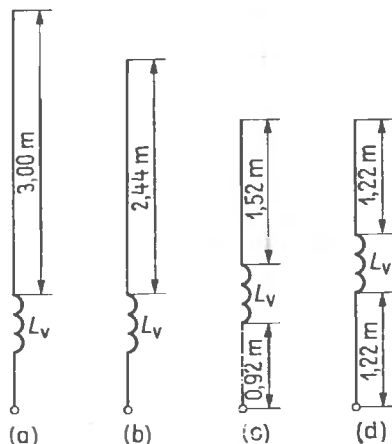
Ennek bekövetkeztével eltávolítjuk a csatoló hurkot, amellyel a grid dipperhez kicsatolást létesítettünk, és újra közvetlenül összekötjük a C_S kondenzátort a nullapotenciállal. Ezáltal kissé el-

hangoljuk az antenna rezonanciáját, úgyhogy L_V kisebb módosításával helyesbíteniünk kell a rezonanciafrekvenciát. Akkor áll helyre az eredeti érték, amikor újra a legkisebb állóhullámarányt jelzi a reflektó-méter mutatója.

28.2.2.3. Méretezési adatok a mechanikailag rövidített mozgóantennákhoz

Bizonyos körülmények között a sugárzó hosszának függvényében méretezési adatokat is közölhetünk az L_V hosszabbító tekercsre. Ezek a számított értékek csak közelítők lehetnek, mert a minden egyes esetben más és más környezeti hatásokat nem tudjuk előrefigyelembe venni. A 28.1. táblázatban felsorolt induktivitások arra az esetre vonatkoznak, amikor az antennarúd Z_A hullámellenállása körülbelül 8 mm rúdátmértől figyelembevételével 360 Ω . A vékonyabb antennarudak kissé nagyobb, a vastagabbak valamivel kisebb induktivitást követelnek meg. A közölt tekercsadatakra vonatkozólag d a huzal átmérője mm-ben, D a tekercs átmérője mm-ben és L a tekercshossz ugyancsak mm-ben. A tekercsetek úgy kell elkészíteni, hogy a megadott tekercshosszt pontosan kihasználjuk; ezt nagyjából akkor érjük el, amikor a menetek közötti távolság megegyezik a huzal d átmérőjével.

Nagy jóságú tényezőzt csillag alakú kerámiai tekercstesten ezüstözött rézhuzal alkalmazásával kapunk. Jók ezenkívül a polisztirol anyagú tekercstestek is. Ha ezüstözött rézhuzalt nem tudunk



28.7. ábra. Mechanikailag rövidített negyedhullámú függőleges sugárzók mozgóállomásokhoz (29.1. táblázat)

28.1. táblázat. A 28.7. ábra szerinti, mechanikailag rövidített mozgóantennák méretezési adatai

Rezonancia- frekvencia	29.7.(a)	29.7.(b)	29.7.(c)	29.7.(d)
	ábra szerinti sugárzó			
3700 kHz	$L_V=65 \mu\text{H}$ kb. 66 menet $d=1,5$ $D=50$ $L=200$	$L_V=83 \mu\text{H}$ kb. 81 menet $d=1,5$ $D=50$ $L=200$	$L_V=100 \mu\text{H}$ kb. 70 menet $d=1,0$ $D=60$ $L=150$	$L_V=118 \mu\text{H}$ kb. 88 menet $d=1,0$ $D=50$ $L=200$
7050 kHz	$L_V=17 \mu\text{H}$ kb. 20 menet $d=2,0$ $D=70$ $L=80$	$L_V=22 \mu\text{H}$ kb. 25 menet $d=2,0$ $D=65$ $L=100$	$L_V=32 \mu\text{H}$ kb. 32 menet $d=1,5$ $D=60$ $L=100$	$L_V=35 \mu\text{H}$ kb. 35 menet $d=1,5$ $D=60$ $L=110$
14 150 kHz	$L_V=3,3 \mu\text{H}$ kb. 10 menet $d=2,0$ $D=60$ $L=75$	$L_V=4,7 \mu\text{H}$ kb. 11 menet $d=2,0$ $D=70$ $L=70$	$L_V=7,0 \mu\text{H}$ kb. 13 menet $d=1,5$ $D=60$ $L=60$	$L_V=8,0 \mu\text{H}$ kb. 16 menet $d=1,5$ $D=50$ $L=50$
21 150 kHz	$L_V=0,7 \mu\text{H}$ kb. 5 menet $d=2,0$ $D=40$ $L=50$	$L_V=1,5 \mu\text{H}$ kb. 7 menet $d=2,0$ $D=50$ $L=50$	$L_V=1,85 \mu\text{H}$ kb. 8 menet $d=2,0$ $D=40$ $L=40$	$L_V=2,1 \mu\text{H}$ kb. 8 menet $d=2,0$ $D=50$ $L=50$

beszerezni, lehetőleg vastag, lakkozott rézhuzalt vegyünk. Más tekercsátmérőkhöz a megadott induktivitásnak megfelelő tekercselési adatokat az amatőrirodalomban gyakran megjelenő nomogramokról olvassuk le. A 28.7.(a)–(d) ábráról megtudjuk, hogy a 28.1. táblázatban megadott L_V induktivitások milyen hosszú sugárzókra és milyen helyzetű L_V hosszabbító tekercsre érvényesek.

A 10 m-es sávban nincs szükség semmilyen hosszabbító tekercsre, mert körülbelül 2,50 mm hosszú sugárzóval nagyjából megkapjuk a negyedhullámú rezonanciát. A 3 m-es ostorantenna már induktív meddőösszetevőt is létrehoz, úgyhogy soros kapacitással gondoskodni kell ennek kompenzálásáról (lásd a 19.4.1.5. alpontot). A mechanikailag erősen rövidített függőleges mozgóantenna szerelésének legnagyobb nehézségeit különösen a 80 m-es üzemhez a hosszabbító tekercs mechanikai és elektromos kivitelezése okozza. Ha ezzel kapcsolatban nem akarunk kizárólag csak 3690 kHz ajánlott mozgóállomási frekvencia használatára szorítkozni, az L_V induktivitásnak bizo-

nyos határok között változtathatónak kell lennie, hiszen az itt ismertetett 80 m-es változatban mindössze kb. 30 kHz lehet a sáv szélesség. Ugyanakkor azonban L_V változtathatóságának kiküszöbölésére azt is megtehetjük, hogy a sugárzó felső részét teleszkópszerűen alakítjuk ki, és ebben az esetben az antennarúd mechanikai hosszának változtatásával tudjuk meghatározott határok között módosítani az antennarendszer rezonanciafrekvenciáját. A nagyfrekvenciás amatőrtartományban e rúdantenna sáv szélessége általában átfogja az amatőrsávot, úgyhogy többnyire felesleges az egyes sávokon belül az utánhangolás a frekvenciaváltáskor.

Különösebb nehézségeket a többsávú üzem megkövetelése okozhat. A mechanikailag legegyszerűbb és elektromosan legkedvezőbb megoldási mód abban áll, hogy cserélhető meghosszabbító tekercseket használunk, vagy esetleg cserélhetővé tesszük a tekercset és az antennavessző felső részét. Részben relés átkapcsoló áramkörök is ismeretesek ugyan, mind ez ideig azonban ezek a megoldások nem mentek át a gyakorlatba.

28.2.2.4. Megoszló induktivitású, rövidített függőleges antennák (tekercsantennák)

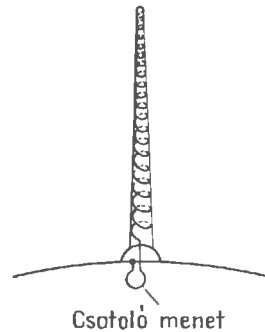
Ha a meghosszabbító tekercs meneteit úgy osztjuk el a sugárzó hossza mentén, hogy az egész antenna most már csak egy hosszú tekercsből álljon, kis mechanikai hosszúságú tekerccsel is kapunk rezonanciát. A sűrű menetekből álló, vagyis rendkívül rövid tekercsantenna sugárzási tulajdonságai azonban nagyon rosszak. Ha viszont annyira szét-húzzuk a tekercsot, hogy mechanikai hossza azonos nagyságrendűvé válik a rövidített negyedhullámú sugárzó hosszával, a sugárzási tulajdonságok tekintetében legalábbis egyenértékű lesz ez a tekercs egy ugyanilyen hosszú, de hosszabbító tekerccsel is ellátott függőleges sugárzóval. Mint-hogy manapság nagyon jól használható műanyag tekercszeteket is beszerezhetünk (horgászrudak szálbetétes üvegből, polisztirol vagy polivinil-klorid csövek), a gépkocsikon sokszor az ilyen tekercs-antennák jelentik a leghasználhatóbb megoldást.

Ha úgy helyezzük el a meneteket a tekercses-ten, hogy a nagy áramerősségek tartományában nagy távolságokban kövessék egymást (vagyis nagy legyen az emelkedési szögük), és az áram-minimum felé haladva folyamatosan csökkenjen az emelkedési szög, kedvező szinuszos árameloszlást kapunk az antenna mentén. Több szempontból ez előnyösebb a közepén tekercsot tartalmazó, ugyanilyen hosszú függőleges rúdnál. A tekercs-antenna R_s sugárzási ellenállása körülbelül 1,6-szer nagyobb, aminek következtében megnő a talpponti impedancia is, és valamivel nagyobb lesz a sáv szélesség. Ugyanakkor azonban az aránylag vékony és hosszú vezetőanyag megnöveli a tekercs-antenna vezetési veszteséget.

A tekercsantenna legkedvezőbb felállítási helye a gépjármű teteje, mert itt a legcsekélyebbek a környezeti hatások, és nagyobb fémfelületre kerül a sugárzó. Az ily módon felszerelt tekercsantenna nagyon könnyű és rövid lehet, és a sugárzási tulajdonságok szempontjából lényegesen előnyösebb az azonos mechanikai hosszúságú, közepén hosszabbító tekercsot tartalmazó farantennánál.

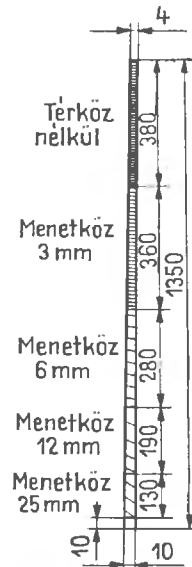
A 28.8. ábrán egy fémfelület (gépkocsitető) fölött elhelyezett tekercsantenna vázlatos rajzát láthatjuk. A rezonanciafrekvencia ellenőrzéséhez egy csatoló tekercs van az antenna talppontjában, ide lehet csatolni a grid dip műszert. A rezonancia-hoz szükséges menetszám a tekercs hosszától, a menetek közötti távolságtól, a tekercsstartó átmérőjétől és a huzal átmérőjétől függ. Minthogy a

kúpos tekercszetek sztatikailag előnyösebbek, és a tekercselés mentén változik az emelkedési szög, a mechanikai tekercselési adatokat számítással aligha lehetne előre meghatározni.



28.8. ábra. Tekercsantenna egy gépkocsi fedelén

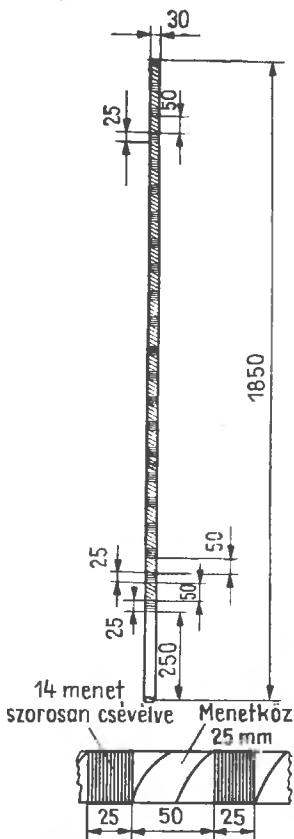
Mint már említettük, a legkedvezőbb sugárzási tulajdonságokat akkor kapjuk meg, amikor folyamatosan csökkenő emelkedési szöggel tekercsel-jük meg a tekercszetet oly módon, hogy a talp-pontban erősen szét-húzzuk, az antenna csúc-sán pedig összesűrítjük a meneteket. Ez a tekercselési mód mechanikailag nem éppen egyszerű, úgy-hogy inkább szakaszosan szokás változtatni a menetek elhelyezését, mint például a 28.9. ábrán, ahol a 15 m-es amatőrsávra rajzoltunk meg egy tekercs-antennát.



28.9. ábra. Függőleges tekercsantenna 15 m-es sávban működő mozgóállomáshoz

Ez esetben a tekercestest egy 1,35 m hosszú, üvegszálás horgászbot, külső átmérője 10 mm-ről fokozatosan 4 mm-re csökken. A legelső 10 mm mentén nincsenek menetek, ez a szakasz ugyanis a felerősítéshez szükséges. A tekercs kezdeti, 130 mm-es szakaszán 25 mm a menetek közötti távolság. A következő szakaszokon sorra 12, 6 és 3 mm-re csökken a menetemelkedés, végül az utolsó 380 mm mentén már szorosan egymás mellé kerülnek a menetek. Összesen körülbelül 12,45 m hosszú, 0,8 mm átmérőjű lakkozott rézhuzalt kell rátekerceselni a botra. Ez a hossz kissé nagyobb a szükségesnél, hogy a hangolás során legyen miből levenni az antenna csúcsánál, míg be nem áll a rezonancia. Behangolás után valamilyen megfelelő lakkal vagy ragasztóval rögzítjük a meneteket. Ennek az antennának a sávszélessége körülbelül 500 kHz, vagyis nagyobb a 21 MHz-es sávban szükségesnél.

A 80 m-es sávban használható tekercsantennán kissé más tekerceselési mód válik be. Mint a 28.10.



28.10. ábra. Tekercsantenna a 80 m-es sávra:
(a) a teljes antenna; (b) részletrajz a tekercs egyik szakaszáról

ábrán látjuk, a sűrűn betekerceselt szakaszok ritka-mentes szakaszokkal váltakoznak. Az 1,60 m hosszú, 30 mm külső átmérőjű műanyag csőre 1,60 m hossz mentén a 28.10.(b) ábra szerinti eloszlásban körülbelül 37 m hosszú, 0,6...0,8 mm átmérőjű lakkozott rézhuzalt tekerceselünk. A tekercestest egy vízvezetéki PVC-cső lehet. A rezonanciafrekvenciát itt is úgy állítjuk be a pontos értékre, hogy a felső szakaszról letekerceselünk meneteket. Egy gyakorlati fogással egyszerűen megváltoztathatjuk egy kissé a tekercsatenna rezonanciáját. Ha nagyobb frekvenciát akarunk, alumínium fóliából kivágunk egy szalagot, és körültekerceseljük vele a sűrűmentes szakasz egy keskeny sávját. Kisebb értékre úgy változtathatjuk meg a rezonanciapontot, hogy a könnyűfém hüvelyt ferromágneses anyaggal helyettesítjük, például áttekerceseljük egy darab mágneses szalaggal. A tekercsantennákra is fennáll, hogy a sugárzási tulajdonságok annál jobbabbak, minél nagyobb a hosszirányú kiterjedés.

28.3. Ultrarövid hullámú antennák mozgó állomásokhoz

Legelőször azt kell eldönteni, hogy a mozgó állomás antennájának polarizációja vízszintes vagy függőleges legyen-e. Mint ismeretes, az ultrarövid hullámok tartományában szinte kizárólagos a vízszintes polarizáció alkalmazása. Függőleges polarizációt tehát csak akkor válasszunk, ha az amatőr-forgalmat előre meghatározott, szintén függőleges polarizációjú ellenállomásokkal akarjuk lebonyolítani, vagy ha a lehetséges legnagyobb hatótávolság feláldozásával olyan antennát akarunk használni, amely nagyon egyszerű, nem feltűnő, és semmiben sem különbözik a normális autóantennától.

28.3.1. Függőlegesen polarizált ultrarövid hullámú mozgóantennák

A gépkocsin talán egy kissé nehéz feladatnak látszik a legkedvezőbb felállítási hely kijelölése, mert általában az a szabály, hogy a függőleges rúd-antennának nagy fémfelület fölött lehetőleg szabadon kell állnia. Eszerint a kocsi tetejének közepe volna az elektromos szempontokból lehető legjobb hely. Érthető okokból azonban nem szívesen

fúrjuk át a gépkocsi tetejét, és más felerősítési módokkal sem akarjuk rontani a kocsi külsejét. Mint azonban az antenaiipari kísérletek bizonyították, a gépkocsi fedele semmiképpen sem a legkedvezőbb hely a függőleges rúdantenna felállítására, ha vízszintesen polarizált ultrarövid hullámokat akarunk venni.

A mérésekből kiderült az az első tekintetre elentmondásosnak látszó tény, hogy szokásos módon a szélvédő üveg oldalán, a karosszéria szélétől körülbelül 10 cm-re elhelyezett normális autóantenna sokkal nagyobb vételi feszültséget szolgáltat a vízszintes polarizációval kisugárzott ultrarövid hullámú rádióműsor vételéhez, mint a gépkocsi tetejének közepén felszerelt, ugyanilyen hosszú rúdantenna. E jelenség magyarázata az lehet, hogy az eredetileg vízszintes erővonalak a gépkocsi fémes széleinek közelében megváltoztatják irányukat, és a függőleges rúd környezetében már majdnem függőlegesen haladnak, tehát jól megfelelnek az antenna polarizációjának. A legnagyobb vételi feszültséget akkor sikerült megkapni, amikor $3\lambda/8$ volt az antennarúd mechanikai hossza.

Az ultrarövid hullámú műsoradás tartományában szerzett ismereteket minden különösebb megszorítás nélkül át lehet vinni a 2 m-es amatőrsávba is. Ily módon az antenaiipar által az autóantennák részére általánosságban ajánlott felerősítési hely a szélvédő üveg oldalán a 2 m-es függőleges antennák részére is a legkedvezőbb lehet. Ez azt jelenti továbbá, hogy a normális teleszkópszerű autóantenna mint 2 m-es sugárzó is jó eredményekkel használható.

A rövidhullámon népszerű negyedhullámú rúdantennának mint mozgóantennának a 2 m-es sávban nincs nagy jelentősége. E Marconi-antenna talpponti ellenállása körülbelül 30Ω , és nagymértékben függ a gépkocsi karosszériájának alakjától, kiterjedésétől és fajtájától. Az effektív magasság csekély, a koaxiális tápkábel illesztése sokszor nehézségekbe ütközik.

Vételi és sugárzási tulajdonságai szempontjából a függőleges félhullámú rúdantenna sokkal kedvezőbb lenne, a mozgó járművön azonban mechanikai okok miatt a végén kell táplálni. Bemeneti ellenállása nagy ($> 500 \Omega$), talpponti szigetelőnek kitűnő minőségűnek kell lennie (feszültségmaximum!).

Az ötnyolcad hullámú rúdantenna a 2 m-es sávban működő mozgóállomásokon sok esetben a függőleges polarizációjú antennák leghatékonyabb változatának számít. Az ilyen antennával

elért jó eredmények elsősorban a viszonylag nagy effektív magasságra vezethetők vissza. Ezenkívül az is hozzájárul ezekhez a jó eredményekhez, hogy a H diagramban különösen kicsi a függőleges emelkedési szög. A rúd hosszának kisebb változtatásával továbbá meg lehet változtatni és körülbelül 60Ω -ra beállítani a talpponti ellenállás valós részét. Teleszkópos megoldás alkalmazásával tehát nagyon egyszerűsödik az antenna hangolása. Az $5/8\lambda$ mechanikai hosszúnak megfelelő kapacitív meddőösszetevőt mindenesetre kompenzálni kell a megfelelő induktív összetevővel (hosszabbító tekercsel). Az $5/8$ hullámú sugárzó szabad rúdhossza a 2 m-es sávban a rövidülési tényezőtől függően 1100...1200 mm, tehát a kereskedelemben kapható autoteleszkópok mind elérik. A talpponti tekercs induktivitása közelítőleg $0,35 \mu\text{H}$. További adatokat erről az ajánlásra méltó mozgóantennáról a 25.1.2. pontban közlünk. Az irodalomban megtalálható egy olyan teleszkópantenna leírása, amely a 2 m-es sávban tetszés szerint mint negyedhullámú vagy mint $5/8$ hullámú sugárzó használható.

28.3.2. Vízszintesen polarizált ultrarövid hullámú mozgóantennák

A vízszintesen polarizált ultrarövid hullámú antennának a mozgó állomásokon olyannak kell lennie, hogy az E síkban lehetőleg kör alakú legyen az iránydiagram, mert ez esetben a menetirány változtatása közben is stabil marad a már létrehozott rádióösszeköttetés. Ennek a követelménynek például az egyenes félhullámú dipólus nem felel meg, mert nyolcas alakú iránydiagramján két határozott nullirány van.

A félhullámú dipólusok egyik fajtája, a gyűrűs dipólus kielégíti a kör alakú diagramra vonatkozó igényt, de majdnem minden irányban körülbelül 6 dB-lel rosszabb, mint kiemelt irányokban az egyenes félhullámú dipólus. Ennek ellenére nagyon népszerű ez a haloantenna, amit elsősorban tetszős külsejének lehet tulajdonítani. A 2 m-es sávra méretezett gyűrűs dipólust a 25.2.1. pontban részletesen ismertettük.

Hogy elkerüljük az egyszerű gyűrűs dipólusokhoz kívánt gamma-tag használatát, és mechanikailag valamivel stabilabb felépítést kapjunk, a 2 m-es mozgóüzemre szánt haloantennát sokszor hajlított dipólusnak képezzük ki. Elkészítése egyszerű, ha egy normális félhullámú hajlított dipólust gyűrű alakúra behajlítottunk, de ügyeljünk arra,

hogy a dipólus két vége között legalább 50 mm-es távolság maradjon. Minthogy az egyszerű gyűrűs dipólus talpponti ellenállása legfeljebb csak 50 Ω -ot ér el, a gyűrű alakú hajlított dipóluson négy-szeres bemeneti impedanciára (200 Ω -ra) számíthatunk. A 240 Ω -os vezeték pontos illesztéséhez különböző vastagságú félelemekkel látjuk el a 4.1. alfejezet szerinti hajlított dipólust. A kívánt transzformálási arány 1 : 5, tehát a 4.4. ábra alapján az átmérők d_2/d_1 arányára 2, az a távolság és átmérő D/d arányára 9 értéket kapunk (4.3. ábra). A 7.5. alfejezet szerint félhullámú kerülővezeték beiktatásával ezzel a hajlított gyűrűs dipólushoz 60 Ω -os koaxiális tápkábellel is csatlakozhatunk.

Külsejét tekintve nem ilyen elegáns a szögben kiképzett hajlított dipólus. Ennek fejében viszont sugárzási tulajdonságai a 2 m-es sávban kedvezőbbek, mint a haloantennáé, mint ahogyan a 25.10. ábrán, a vízszintes síkban felvett diagramokon is láthatjuk.

A szögben kiképzett hajlított dipólust a 25.2.2. pontban ismertettük. Az eredmények változatlanok maradnak akkor is, ha egy egyszerű félhullámú dipólust hajlítunk be szögben, de ilyenkor gamma-illesztésről is kell gondoskodnunk, és ennek megtörténte után már koaxiális kábel is lehet a tápvezeték.

A mozgó állomásokon is alkalmazható, vízszintesen polarizált körsugárzók közül említésre méltó még a máltai kereszt alakú antenna (25.2.5. pont) és a „nagy kerék” (25.2.6. pont). A viszonylag nagy mechanikai ráfordítások miatt ezeket a bonyolult változatokat csak különleges esetekben alkalmazzuk.

Gyakorlati a kis méretű irányantennák is a 2 m-es mozgó állomásokon. Nagy sikerrel alkalmazhatók az úrhajózásban és egyéb versenyeken. A gyakorlati gépkocsiüzemben különösen jól bevált a 22.1.2. pontban leírt HB 9 CV-féle antenna.

A vízszintesen polarizált, 2 m-es mozgóantennákhoz minden esetben azt ajánljuk, hogy legalább 75 cm-re legyenek a gépkocsi fedele fölött. Teljesen közömbös, hogy az antennatartót hol erősítjük fel a kocsira.

28.4. Rókadászati antennák

A rókadászatokon egyértelmű iránymeghatározást lehetővé tevő iránymérő antennára van szükségünk.

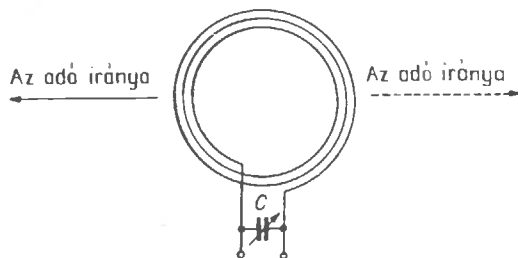
A rókadászatokot és a rókadász-bajnokságokat a 80 és a 2 m-es amatőrsávban rendezik.

A 2 m-es sávban szokásos Yagi-antennák is megfelelnek, a 80 m-es sávban viszont már külön erre a célra alkalmas iránymérő antennák kellene.

28.4.1. Iránymérő antennák a 80 m-es sávra

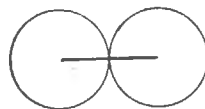
A 80 m-es rókadászathoz kizárólag csak keretantennákat és ferritantennákat használunk. Mindkét fajta antenna az elektromágneses tér mágneses összetevőjére reagál, ezért mágneses antennáknak is nevezzük őket.

Iránymérésre alkalmas keretantenna például a kerülete mentén bizonyos számú menetet tartalmazó, elforgatható keret. Ennek a legegyszerűbb alakú iránymérő antennának függőleges a forgástengelye, maga a keret pedig gyűrű, négyzet vagy sokszög alakú. Rajzon csak egy nagy tekerccsel ábrázoljuk, de a hullámhosszhoz képest nagyon kicsinyek e tekerces méretei. Az elektromágneses tér mágneses összetevője a legnagyobb feszültséget akkor indukálja benne, amikor a keret síkja az elektromágneses hullámok terjedési irányába esik. Amikor „lapjából” fordul a keret az adó felé, a legkisebb a vett feszültség.



28.11. ábra. Gyűrűs iránymérő antenna az adóhoz képest maximumhelyzetben

A 28.11. ábrán látható, gyűrű alakú keretantenna a nyíl irányában levő adók szempontjából a legnagyobb vételi feszültség helyzetében van. Legnagyobb a vételi feszültség akkor is, amikor az adó a 180°-os elforgatásnak megfelelő ellenirányban sugároz (ezt az irányt szaggatott vonalal jelzi). E keretantenna iránydiagramját a 28.12. ábrán látjuk, a keret helyzetét itt felülnézetben tüntettük fel. Ugyanazt a nyolcas alakot kapjuk itt is,



28.12. ábra. A vett hullámok hosszához képest nagyon kis méretű keretantenna iránydiagramja

mint a félhullámú dipólusok ismert diagramján, lényeges azonban az a különbség, hogy a keretantenna két nulliránya nem a tengelyirány, mint a félhullámú dipólus sugárzási terében, hanem merőleges az axiális irányra.

Az iránymérő keretantenna H_{eff} hatásos magasságát a keret A területe (cm^2 -ben) és a kereten levő menetek n száma a következő összefüggés szerint határozza meg:

$$H_{\text{eff}} = \frac{2\pi n A}{\lambda} \quad (28.12)$$

Ebben a képletben H_{eff} m-ben értendő, ha λ értékét is m-ben helyettesítjük be, és $2\pi = 6,28$.

Például a gyűrű alakú, 0,26 m átmérőjű és a kereten öt menetet tartalmazó keretantenna hatásos magassága a 80 m-es sávban csak 0,021 m = 21 mm (ilyen a Gera I rókavadász antennája is). Ennek következtében a keretről kapott U feszültség nagyon kicsi. Ha a C forgókondenzátorral (28.11. ábra) rezonanciára hangoljuk az antennát, a levehető U_{res} rezonanciafeszültség a rezgőkör Q jóságai tényezőjével megszorított U keretfeszültséggel lesz egyenlő:

$$U_{\text{res}} = UQ. \quad (28.13)$$

A rókavadászaton használatos iránymérő antennák R_s sugárzási ellenállása is rendkívül kicsi, nevezetesen:

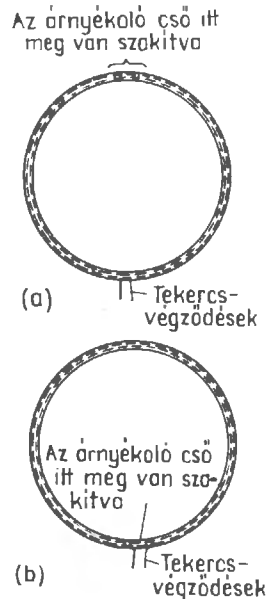
$$R_s = 640\pi^4 \left(\frac{nA}{\lambda^2} \right)^2 \quad (28.14)$$

Az irányhatás fokozására elektrosztatikus fémárnyékolással szokás körülvenni a mágneses antennákat. Ezért a gyűrű alakú iránymérő antennák elkészítéséhez rézcsőbe vagy könnyűfém csőbe fűzzük be a meneteket, de ügyelni kell arra, hogy ez az árnyékoló cső ne alkotson rövidrezárt menetet. A 28.13. ábra szerint vagy közvetlenül a táppontban [28.13.(b) ábra], vagy ennek átellenes pontjában [28.13.(a) ábra] szakítjuk meg az árnyékolást. E megszakítás helyén a csőben körbefutó tekercs meneteit természetesen nem szabad elvágni, de a tekercsvégeket kivezetjük, és a kivezetésekhez csatlakoztatjuk az antenna hangolására szolgáló forgókondenzátort.

A korszerű rókavadászati vevőkben csak tranzisztorokat alkalmazunk. Mint tudjuk azonban, a tranzisztornak aránylag kicsi a bemeneti ellenállása, úgyhogy a nagy ellenállású keretantennát illeszteni kell a tranzisztor kis ellenállású bemenetéhez. Ehhez vagy egy külön csatlakoztatott menetet készítünk, vagy megcsapolunk nagyjából egy menetet

a keretantenna tekercsének „hidegvégén”, és bekötjük ide a tranzisztoros bemeneti fokozatot.

Az ilyen keretantennák jó tájolósi eredményeket szolgáltatnak, de mindig kétértelmű az irány meg-



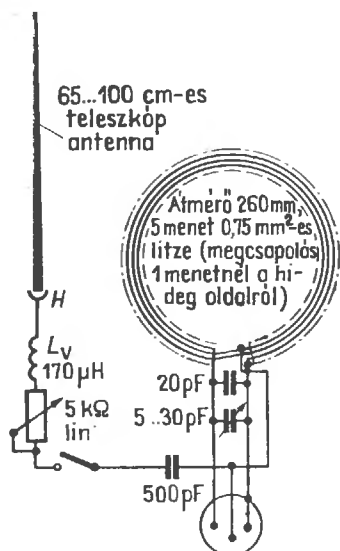
28.13. ábra. Elektrosztatikus árnyékolású, gyűrű alakú iránymérő keretantenna:

(a) az árnyékoló cső megszakítása a tápponttal átellenes pontban;
(b) az árnyékoló cső megszakítása a táppontban

határozása. A 28.12. ábrán közölt iránydiagramból jól látható, hogy két két helyen következik be minimum és maximum, tehát nem lehet egyértelműen meghatározni az oldalirányt. Az egyértelmű iránymeghatározás csak akkor válik lehetővé, ha a keretantenna kétirányú vízszintes diagramját átalakítjuk egyirányúvá, például kardioiddá. Az oldal meghatározásához még egy antennára van szükségünk, egy olyanra, amely az elektromos térből kap feszültséget, és ennek a feszültségnek nagyságban és fázisban egyeznie kell a keretantennában indukált. A két feszültség összetételével szív (kardioid) alakú diagrammá alakul át a keretantenna nyolcas alakú diagramja, vagyis most már csak egy nullahelye lesz, és így lehetővé válik az egyértelmű oldalirány meghatározása. A segédantenna egy függőleges rúd, elektromos hossza $\lambda/4$. Hogy a rövid, mindössze 1 m hosszú rúdban negyedhullámú rezonanciát kaphassunk, megfelelő hosszabbító tekercset (L_V) csatlakoztatunk hozzá. A segédantenna feszültségének nagyságát egy szénréteges potenciométerrel állítjuk be a kivezetés he-

lyén. A segédantennával ellátott iránymérő keret elvi kapcsolási rajzát a 28.14. ábrán közöljük. Elkészítését és felhasználását az irodalom részletesen is ismerteteli.

A 80 m-es rókavadászatokon a kissé terjedelmes keretantennánál gyakoribb a ferritantenna. Mére-



28.14. ábra. A 80 m-es rókavadászatához segédantennával kiegészített iránymérő keretantenna elvi kapcsolási rajza



28.15. ábra. Ferritrudas antenna

teit tekintve sokkal kisebb, mint a keret, és mint a 28.15. ábrán látjuk, egy tekercset kordozó ferrit-rúdból áll. A kereskedelemben kapható ferritru-dak többnyire 8 vagy 10 mm átmérőjűek, hosszuk pedig 65...200 mm. A hossz és átmérő optimális aránya 16...20. A rókavadászatok iránymérő antennájába különösen alkalmas a manifer 240 szinteranyag, mert 2 és 6 MHz között a legkedvezőbbek a tulajdonságai. A 10 mm átmérőjű rudak 160 és 200 mm hosszban kerülnek forgalomba. A manifer 240 ferritanyag μ_0 kezdeti permeabilitása $120 \pm 20\%$.

Annak, hogy a tekercset hol helyezzük el a ferrit-rúdon, a jósági tényező és a hatásos permeabilitás szempontjából van jelentősége. Ezért általában nem középen, hanem oldalt kissé eltolva tesszük a rúdra (28.15. ábra), és valamilyen alátéttel arról

is gondoskodunk, hogy körülbelül 1 mm távolság maradjon a tekercs és a rúd között. Bizonyos beállítási lehetőséget nyújt az a tény, hogy később még eltolhatjuk ebből a helyzetből a tekercset. Az előre megadott L induktivitáshoz szükséges n menet-számot jó közelítéssel az

$$n = k\sqrt{L} \quad (28.15)$$

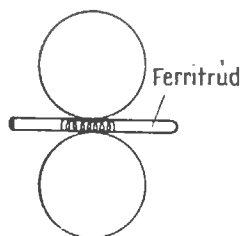
képlet alapján számíthatjuk ki. Itt k a mágneses mag anyagállandója (mindig megadja a gyár), L pedig az indukтивitás mikrohenryben. Magát a tekercset nagyfrekvenciás litze-huzalból egyrétesen, hengeres alakúra készítjük el.

A ferritantennák H_{eff} hatásos magassága:

$$H_{\text{eff}} = \frac{2\pi nq}{\lambda} \mu_{\text{eff}} \quad (28.16)$$

ahol n a menetszám, q a ferrit-rúd keresztmetszete cm^2 -ben, μ_{eff} a ferritanyag hatásos permeabilitása, λ pedig a hullámhossz m-ben.

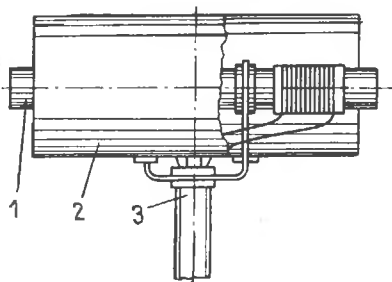
A ferritantenna iránydiagramja a már ismert nyolcas alakú, a rúd tengelyirányában kapjuk a két vételi minimumot (28.16. ábra). A keretantenna iránydiagramjával (28.12. ábra) összeállítva azt gondolhatnánk, hogy a minimumok iránya a két esetben 90° -kal különbözik egymástól, a valóságban azonban nem így van: ugyanis nem a keret és a ferrit-rúd, hanem kizárólagosan csak a tekercsek helyzetét kell néznünk, és ebben az esetben rájövünk, hogy a minimumok mindkét esetben a tekercs tengelyirányában vannak.



28.16. ábra. A ferritrudas antenna iránydiagramja

A ferritantenna irányítását is megjavítja az elektromos árnyékolás. Vékony falú fémhengerből készítjük el, és hosszában felhasítjuk, hogy ne alkosson rövidzárt menetet. Elrendezése a 28.17. ábrán látható.

Érzékenység és irányhatás szempontjából a ferritantenna nagyjából egy olyan keretantennának felel meg, amelynek gyűrű alakú kerete akkora átmérőjű, mint amilyen hosszú a ferrit-rúd. A kereskedelemben kapható ferritru-dak legfeljebb 20 cm hosszúak, tehát a keretantennához képest korlá-

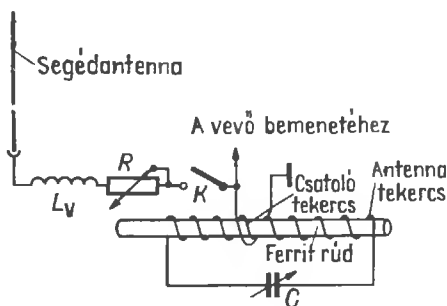


28.17. ábra. Elektrosztatikus árnyékolású, elforgatható ferritantenna:

1 ferritrúd; 2 hosszában felhasított árnyékoló henger; 4 forgástengely

tozott az érzékenységiük. A valamivel kisebb érzékenységből származó hátránnyal szemben a ferritantenna nagy előnye a kis terjedelem és az olcsó, egyszerű előállítás.

Az oldalirány meghatározásához segédantennával ellátott iránymérő ferritantenna elvi kapcsolási rajza a 28.18. ábrán látható. A ferritrúdon elhelyezett tekercs a *C* forgókondenzátorral együtt alkotja a 80 m-es sáv „rókafrekvenciájára” hangolható rezgőkört.



28.18. ábra. A segédantennával kiegészített iránymérő ferritantenna elvi kapcsolási rajza

Tájékoztató adatok a 10 mm átmérőjű ferritrúd felhasználásához: 25...30 menetből álló tekercs, nagyfrekvenciás litze-huzal, 6 és 30 pF között változtatható kapacitású forgókondenzátor vagy trimmer. A csatolótekercs két menetet tartalmaz, egyik vége a vevő nullapotenciáljához vagy az ábrán nem látható árnyékoló hengerhez csatlakozik, másik vége pedig általában egy leválasztó kondenzátoron keresztül a bemeneti tranzistor bázisával van összekötve. Ehhez a tekercsvéghez csatlakozik ezenkívül az *R* szénréteges potenciométeren és az *L_v* hosszabbító tekercsen keresztül a segédantenna is. *L_v* sokszor elhagyható, az *R* potenciométer lineáris, és általában 10 kΩ (nem kritikus érték!). Ha a segédantenna (rúdantenna)

dugaszolható, az *S* kapcsolóra nincsen szükség. Segédantennának jól beválnak a megfelelően kialakított bicikliküllők.

A rókavadászathoz alkalmas keret- és ferritantennával ellátott vevők megépítésére részletes tanácsokat kaphatunk az irodalomban.

28.4.2. Iránymérő antennák a 2 m-es rókavadászatokhoz

A 2 m-es amatőrsávban megrendezendő rókavadászatokhoz külön kifejlesztett iránymérő antennák mind ez ideig még nem ismeretesek, mert a szokásos felépítésű 2 m-es irányhatású antennából rendelkezésünkre álló nagy választék az irányélesség és érzékenység szempontjából minden igényt kielégít. A vízszintesen polarizált, három-elemes Yagi-antennák vannak túlsúlyban, az ennél több elem már ritka. Ezeket a rövid Yagi-antennákat a 22.2. alfejezetben ismertettük. Beérhetjük többek között az egyszerű kételemes változatokkal, HB9 CV különlegesebb megoldásaival (lásd a 22.1. alfejezetben) és a cubical quad antennával is (27.3. alfejezet). Az oldalirány meghatározásához itt nincs szükség semmilyen kiegészítésre, mert ezek a rendszerek egyirányúak.

A kissé sajnos terjedelmes Yagi-antennák nagyon akadályozhatják a terepen (például bokros vidéken) a rókavadászokat. Ezért könnyebben kezelhető antennákra törekszünk, olyanokra, amelyeknek legalább a mechanikai szélességét lehet kisebbre venni. Ebben az irányban az első lépés a cubical quad lehetne, mert csak fele olyan széles, mint a Yagi-antenna, bár magassági irányban terjedelmesebb, és nagy méretű a tartókerete is.

Mínthogy a korszerű tranzistorokkal nagyon érzékenyevőket lehet összeállítani a 2 m-es rókavadászathoz, az iránymérő antenna nyeresége már csak másodrangú kérdés; az előtérben mindig az irányélesség áll. Ebből a megfontolásból kiindulva nagymértékben rövidített, tekercs alakú antennaelemeket lehetne alkalmazni. Ezzel persze megfelelően csökken az antennanyereség, az irányélesség azonban nagyrészt megmarad. Az ilyen rövidített 2 m-es iránymérő antennákhoz elképzelhetők lehetnének a 17.5. és a 17.6. ábra szerintihez hasonló konstrukciók, például a tekercstestek rövid műanyag csövek lennének, és közvetlenül lehetne elhelyezni rajtuk a tekercset. A kísérletező rókavadászok találhatnak maguknak még egynéhány tökéletesítési lehetőséget ezen a területen.

29.

Rádióműsor és tv vételére alkalmas antennák

A rádióműsorokat durva felosztásban véve amplitúdómodulációs (AM) és frekvenciamodulációs (FM) adók sugározzák ki. A hosszú-, közép- és rövidhullámú sávban kizárólag csak amplitúdómodulációs adók sugároznak műsort. A jobb minőségű frekvenciamodulációs műsoradás frekvenciasávjai a méteres hullámok tartományában vannak.

Az 1. körzetben (Európában, a Szovjetunió ázsiai területén és Afrikában) működő amplitúdómodulációs műsoradókra a következő frekvenciafelosztás érvényes:

Hosszúhullámok

150...285 kHz (160... ≤ 255 kHz)

Középhullámok

525...1 605 kHz

Rövidhullámok

5 950... 6 200 kHz	(49 m-es sáv)
7 100... 7 300 kHz	(41 m-es sáv)
9 500... 9 775 kHz	(31 m-es sáv)
11 700... 11 975 kHz	(25 m-es sáv)
15 100... 15 450 kHz	(19 m-es sáv)
17 700... 17 900 kHz	(16 m-es sáv)
21 450... 21 750 kHz	(13 m-es sáv)
25 600... 26 100 kHz	(11 m-es sáv)

A frekvenciamodulációs műsoradók az 1. körzetben két frekvenciasávban sugározhatnak:

87,5...100 MHz	(a CCIR-szabvány szerinti II. sáv)
66...73 MHz	(OIRT-szabvány)

A szocialista államokban az OIRT-szabvány szerint sugároznak a frekvenciamodulációs műsoradók. Kivétel: az NDK (CCIR), Jugoszlávia (CCIR), Lengyel Népköztársaság (OIRT és CCIR). A többi európai államban minden adó a CCIR-szabványt követi.

Európában a méteres hullámú tv-adásra különböző szabványok érvényesek. Közös bennük az, hogy egy kisebb (50 MHz körüli) és egy nagyobb (200 MHz nagyságrendű) frekvenciákat magába foglaló sávra osztják fel a VHF (URH) tartományt (a méteres hullámok tartományát). A különböző szabványoknak megfelelő európai tv-sávok részletes adatait a függelékben közöljük.

A tv UHF (DMH-deciméteres hullámú) tartománya az 1. körzetben egységesen a 470...855 MHz sávot foglalja magába, és ezen belül 48 tv-csatorna van.

29.1. Hullámterjedés az amplitúdómodulációs műsoradók egyes hullámtartományaiban

A rádióműsorok vételi lehetőségeinek megítéléséhez kissé még ki kell egészítenünk azt, amit a hullámterjedésről a 2. fejezetben elmondtunk. Különösen a rövidhullámokról kell még beszélnünk, mert a hullámterjedésnek a nyolc rövidhullámú műsorsávban egészen különböző sajátosságai vannak.

29.1.1. A rövidhullámok terjedési sajátosságai

Mint a 2.3. alfejezetben már elmondtuk, a rövidhullámok terjedésében a térhullámnak van nagyobb szerepe. A rövidhullámú adók hatótávolsága szempontjából döntő jelentősége van az ionoszféra állapotának, és még azt is tudnunk kell, hogy a visszaverődések főként az F rétegben következnek be. A 10 és 25 m (30 és 12 MHz) közötti hullámok a nappali órákban használatosak, mert ilyenkor a napsugárzás következtében a legnagyobb mértékű az ionizáció. Ezért napközben a 11, 13, 16 és 19 m-es rövidhullámú sávokban a legkedvezőbbek a távolsági vétel lehetőségei.

A szürkületi órákban különösen a 25 és a 31 m-es sávban lehet jó vételre számítani. A 41 és a 49 m-es sáv nyújtja az éjszakai órákban a legjobb esélyt a távolsági vételre, mert ebben a napszakban már feloszlott az ionoszféra csillapító D rétege, és a magasabb rétegek ionizációja még elegendő a hullámok visszaverésére. A 41 és a 49 m-es műsor-sáv általában nappal is jól felhasználható az európai adók vételére; ezért van az, hogy gyakorlatilag minden műsorvevő rövidhullámú skáláján legalább a 49 m-es sáv mindig megtalálható.

Ezeket a kiindulási pontokat természetesen nem szabad merevszabálynak tekinteni, mert az ionoszféra a napfolttevékenységi ciklusoktól, továbbá az évszakoktól és a napszakoktól függően állandóan változtatja állapotát (lásd a 2.1.3. pontot). Ezzel kapcsolatban a vételi hely földrajzi hosszúságának és szélességének is megvan a maga szerepe.

Az ionoszférán keresztülhatoló rövidhullámok megváltoztatják polarizációjukat. A lineárisan polarizált hullám elliptikus vagy cirkuláris polarizációval hagyja el az ionoszférát (lásd az 1.1.7. pontban). Ezért nincs is különösebb jelentősége annak, hogy vízszintes vagy függőleges polarizációjú-e a rövidhullámú vevőantenna. A vízszintes polarizációt szokás előnyben részesíteni, mert nem függ annyira a talajtól, mint a függőleges antenna. Ezenkívül a helyi ipari és légköri zavarok többnyire függőleges polarizációjúak, úgyhogy a vízszintesen polarizált antenna általában kisebb zavar szintet szolgáltat.

29.1.2. A középhullámok terjedési sajátosságai

A középhullámokat napközben annyira csillapítja a D réteg, hogy az ionoszféra magasabb rétegein már nem is következhet be visszaverődés. A középhullámú adók biztos nappali hatótávolsá-

sága ennélfogva a talajhullám hatótávolságának felel meg. A középhullámok talajhulláma követi a Föld görbületét, és annál nagyobb a hatótávolsága, minél jobban vezet a talaj. A legkisebb csillapítást a vízfelületek fölött terjedő talajhullám szenved. Ezenkívül annál nagyobb a talajhullám csillapítása, minél kisebb a kisugárzott hullám hossza.

A Naplementével rohamosan megszűnik a csillapító hatású D tartomány, és a középhullámok ilyenkor már a térhullámok útján is terjedhetnek. Ez a magyarázata annak, amiért olyan rengeteg adó jelentkezik az esti és az éjszakai órákban a vevő skáláján. A nagy teljesítményű középhullámú adók ilyenkor 4000...5000 km-es távolságokat is áthidalhatnak. Az első reggeli órákban, amikor az európai nagyadók nem sugároznak, néha még a tengeren túli középhullámú adók vétele is lehetővé válik.

Középhullámon télen általában kedvezőbbek a távolsági vétel lehetőségei, mint nyáron, mert télen kisebb a csillapító hatású D réteg ionizációja, ezenkívül ilyenkor a legalacsonyabb a légköri zavar szint.

Az adótól körülbelül 60 km-en túl egy meghatározott zónában ellentétes és állandóan változó fázisban találkozik egymással a talajhullám és a térhullám. Attól függően tehát, hogy a vétel helyén hogyan alakulnak a talajhullám és a térhullám közötti fázisviszonyok, többnyire periodikusan erősödik és gyengül a vett jel, amit közeli elhalkulásoknak (fadingnek) nevezünk. Ezzel az elhalkulással egyidejűleg sokszor erősen torzít is a vevő, és a vevő automatikus fading-kiegyenlítőjével nem is szüntethető ez meg. A nagyon távoli adók vételében már nem lehet tapasztalni ezeket az elhalkulási jelenségeket, mert talajhullám ilyenkor már nincsen vagy legalábbis annyira lecsökken, hogy már nem okozhat észrevehető interferenciát a térhullámmal.

29.1.3. A hosszúhullámok terjedési sajátosságai

A hosszúhullámok terjedési viszonyai szinte teljesen függetlenek a napfolttevékenységtől és az évszakoktól. Csak a napszakok befolyásolják egy kissé, amennyiben éjjel valamivel erősebbek a hullámok, mint nappal.

Talajhullám és térhullám egész nap észlelhető. Az ionoszférába meredeken behatoló hosszúhullámok visszaverődnek ugyan ezeken a rétegeken, de ugyanakkor erősen csillapodnak is. Ezért a több-

szörös visszaverődésekhez nagyteljesítményű adók szükségesegek. A nagy adóteljesítmény stabil hatótávolságot eredményez, bármilyen legyen is az ionoszféra állapota. Hosszúhullámokat még a víz felszíne alatt is lehet venni (pl. a lemerült vízalattjárókban). Bemerülési mélységük a vízben körülbelül 10 m. A hullámok vételét főként a nyári hónapokban erősen rontják a légköri zavarok. Ezért a trópusokon nincsenek is hosszúhullámú műsorszóró állomások.

29.2. Rövid-, közép- és hosszúhullámú műsoradók vételére alkalmas antennák

Közép- és hosszúhullámon mindig függőleges polarizációval sugároznak a műsoradók. Vételükre mindig aszimmetrikus antennát használunk, az ellenpólust a föld alkotja. Minthogy a hullámtartomány 200 m-től 2000 m-ig terjed, a gyakorlatban alig van lehetőség a rezonanciához szükséges antennahossz elérésére, ezért a közép- és hosszúhullámú antennák mindig nagyon rövidnek számítanak. A sugárzási ellenállás nagyon kicsi, a talponti ellenállás nagyjából megegyezik az antennakapacitásból (az antennavezető föld felé való kapacitásából) és a vételi frekvenciából kiszámítható kapacitív ellenállással. Hogy kielégítő feszültséget lehessen levenni az antennáról, lehetőleg minél nagyobb ellenállású bemenetre van szükség a vevőn. Tájékoztatóként körülbelül 2500 Ω -ra tehető a vevő bemenetén közép- és hosszúhullámon szükséges ellenállásérték. Illesztés nem érhető el, mert nem lehet az antenna frekvenciafüggő kapacitív ellenállását az egész frekvenciatartományban egy meghatározott ellenálláshoz illeszteni.

29.2.1. Magasantennák

A magasantenna az egyetlen antennafajta, amelynek hatásos része nagyrészt a zavarmentes sugárzási térben van, és többnyire kívül esik az erősáramú berendezések zavaróterein. Ha a háztető fölött néhány méterrel 100%-nak tekintjük a térerősséget, Moebes mérései szerint átlagosan

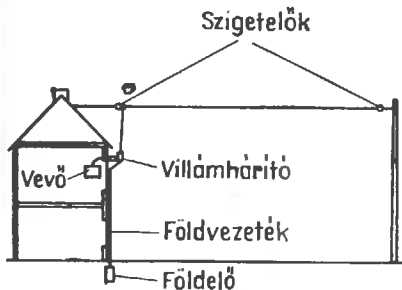
a padlásan	70...80%;
a 2. emeleten	50%;
az 1. emeleten	20%;
a földszinten	5...10 és
a pincében	3...5%

a zavarmentes térerősségből megmaradó rész. Ezért a belső antennákkal csak tört részét kaphatjuk meg annak a vételi feszültségnek, amelyre a kérdéses helyen számíthatunk. Számítsuk hozzá ehhez még azt is, hogy a belső antennák és a szükségantennák majdnem mindig közvetlenül közel vannak a házi elosztóhálózat készülékeihez, és e készülékek zavarfeszültségeit is veszik.

A korszerű műsorvevők érzékenysége és a műsoradók nagy teljesítménye következtében még szükségantennával is kielégítő a vétel. A műsorváltószékkel és a műsorvétel zavarmentességével kapcsolatban egyre fokozódó igények azonban manapság is még szükségessé tehetik néha a magasantenna megépítését.

29.2.1.1. L- és T-antenna közép- és hosszúhullámra

Szerkezeti okok miatt az L-antenna a leggyakoribb egyhuzalos antennatípus a közép- és hosszúhullámok vételére. Egy vízszintes vagy ferde és egy függőleges szakasza van. Vízszintes vagy ferde szakaszát két, minél magasabb támpont között szigetelten kifeszített huzal alkotja, ennek egyik végéhez csatlakozik a függőleges levezető huzal (29.1. ábra). Az ilyen magasantenna hosszára és



29.1. ábra. Az L-antenna

magasságára nincsenek merev előírások, a lényeges csak az, hogy „lehetőleg minél magasabban és minél szabadabban álljon, és ne legyen túlságosan rövid”. Kerülni kell az egyéb szabadvezetékek és nagy fémtömegek közelségét, és ahol ez nem volna lehetséges, az antenna vezetékeknek lehetőleg merőlegesnek kell lennie a közeli vezetékre. A helyi adottságok figyelembevételével 15...30 m lehet a vezető teljes hossza. Legajánlatosabb a kereskedelmi forgalomban beszerezhető, 1,5...3 mm átmérőjű bronz antenna-litzéből elkészíteni. Elektromosan egyenértékűek ezzel a litze-huzallal, mechanikailag azonban nem ilyen hajlékonyak a réz-

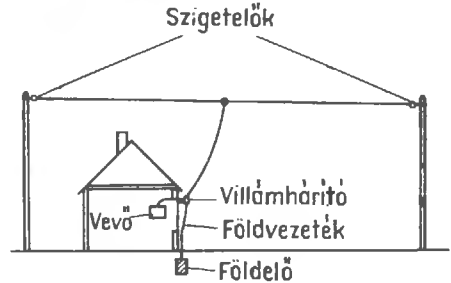
ből vagy réztövezetékgyártott huzalok. Húzószilárdságuk szempontjából különösen nagyon jók a rézbevonatú acélhuzalok. Szigetelt huzalok és litzék is felhasználhatók, ugyanis a szigetelésnek nincs semmilyen észlelhető hátránya. Gyakorlatilag minden olyan vezető megfelel, amelynek nagy a szakítószilárdsága, és amely jól ellenáll a korróziónak. Tilos azonban az olyan vezető, amelynek átmérője nem nagyobb 1 mm-nél, mert veszélyes a madarakra!

Az antenna vízszintes szakaszát többnyire diószigetelőkkel szigeteljük el a felerősítési pontoktól. Úgy kell felszerelni őket, hogy ne húzásra, hanem nyomásra legyenek igénybe véve.

A magasantennának egy másik, ismert fajtája a T-antenna (29.2. ábra). Külsőjét tekintve csak abban különbözik az L-antennától, hogy vízszintes szakaszának nem a végéhez, hanem a közepéhez csatlakozik a levezető huzal. Sem hatékonyságuk, sem működésük szempontjából nincs semmilyen lényeges eltérés a kétféle antenna között. Egyébként nem is fontos, hogy a T-antennán a függőleges levezető huzal pontosan a geometriai középpontban csatlakozzék a vízszintes részhez.

A közép- és hosszuhullámokra méretezett L- és T-antennákat természetesen a rövidhullámok véte-

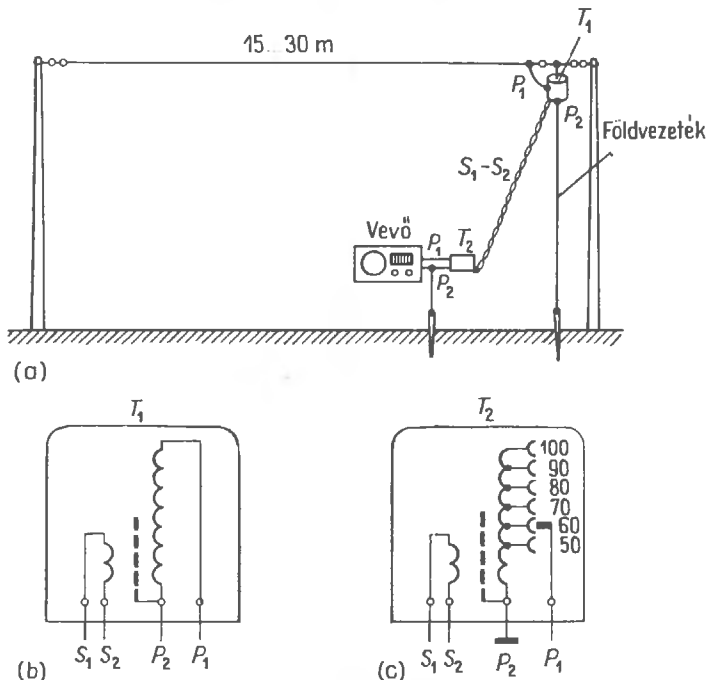
lére is a lehető legjobb eredményekkel lehet felhasználni. Minden magasantennát el kell látni az előírásoknak megfelelő hatékony villámvédelmi berendezéssel.



29.2. ábra. A T-antenna

29.2.1.2. Zavarzegény L-antenna műsorvételre

Levezetőjük révén erős zavarfeszültségeket vehetnek fel még az olyan magasantennák is, amelyek nagy magasságban emelkednek ki a helyi zavarfelhőből. Ilyen esetekben a 29.3. ábra szerinti elrendezés jelentősen csökkentheti a zavarokat. Megvalósításához nem sok anyagra van szükség. Az antennaoldali T_1 transzformátor 5 : 1 áttétellel le-



29.3. ábra. Zavarok ellen védett L-antenna rádióműsorok vételére:

(a) vázlatos felépítés; (b) a T_1 transzformátor kapcsolási rajza; (c) a T_2 transzformátor kapcsolási rajza

transzformálja az antennaimpedanciát, úgyhogy a szekunder tekercséhez csatlakozó tápvezeték nagyjából a hullámellenállásával van lezárva. Sodrott vezetékre gondolunk itt, a hálózati zsinórokban használatos gumi érszigetelésű sodratok (litzék) megfelelők. Hullámellenállásuk körülbelül 50Ω . Az ilyen vezeték nem sok zavarfeszültséget vesz fel a környező zajfelhőből.

A vevőoldali T_2 transzformátort feltranszformálásnak megfelelően iktatjuk be, és a tekercs kivezetett megcsapolásainak felhasználásával a lehető legkedvezőbben illeszthetjük a vevő bemeneti ellenállását, amely hosszú- és középhullámon kerek számban rendszerint 2500Ω .

Mindegyik transzformátorban egy elektrosztatikus árnyékoló lemez választja el egymástól a primer és a szekunder tekercset. Ez a lemez csökkenti a tekercsek közötti káros kapacitív csatlakozást, ezáltal hozzájárul a zavarfelvétel csökkentéséhez.

A meneteket 50 mm átmérőjű tekercstestre tekercseljük, és az egész transzformátort legalább 100 mm átmérőjű árnyékoló serlegbe helyezzük. Jól beválnak a fehérbádognál szűk méretek szerint elkészített és ráfeszített fedéllel lezárt burák. Minden tekercset $0,4 \text{ mm}$ átmérőjű lakkozott rézhuzalból kell elkészíteni.

A T_1 transzformátor [29.3.(b) ábra] elkészítéséhez először 100 menetet tekercselünk fel a tekercstestre. Erre helyezzük rá a 25 mm széles vékony sárgaréz lemezből kivágott elektrosztatikus árnyékolást, de ennek a szalagnak a hosszát úgy szabjuk meg, hogy a végek között körülbelül $3,5 \text{ mm}$ széles köz maradjon (nehogy rövidrezárt menetet alkosson a sárgaréz lemez!). Ezt az árnyékoló lemezt összekötjük a földelt P_2 tekercsvéggel. A lemez alatt és fölött egy-egy réteg szigetelőpapírral védjük meg a tekercseket a sérülés ellen. A lemez közepén helyezzük el a szekunder tekercs 20 menétét. Az árnyékolóburát ezen a T_1 transzformátoron nem földeljük.

A T_2 transzformátorból először az S_1 — S_2 szekunder tekercs húsz menétét tekercseljük rá a csévetestre [29.3.(c) ábra], ezt követi az elektrosztatikus árnyékolás, majd rajta a szintén 100 menetet tartalmazó primer tekercs, amelyen a kapcsolási rajznak megfelelően különböző leágazásokat is készítünk. A P_2 tekercskeszdetet összekötjük az árnyékoló lemezzel, az árnyékoló burával, a földelő vezetékkel és a vevő földelő hüvelyével. A P_1 pont a vevő antennabemenetéhez csatlakozik. Beállítunk egy távoli, gyenge adót, és a P_1 pontot véglegesen összekötjük a transzformátoron azzal a meg-

csapolással, amellyel a legnagyobb vételi hangereőséget kapjuk. A T_2 transzformátort úgy helyezzük el, hogy lehetőleg minél közelebb kerüljön a vevőkészülék bemenetéhez.

29.2.1.3. Független rúdból kialakított és árnyékolt levezető kábellel ellátott magasantenna

A szigorúbb követelményeket kielégítő antennaberendezéseket — különösen a társasantennákat — árnyékolt levezető kábel köti össze a vevővel. Ezzel elérjük, hogy a sűrűn beépített területeken a talaj közelében különösen erős zavarterekből legfeljebb csak jelentéktelen zajfeszültségeket fog felvenni az antenna. Ha magát az antennavezetőt nagy magasságban, tehát a helyi zavarfelhőn kívül szereljük fel, a hasznos feszültség sokkal nagyobb lesz a zavarfeszültségnél, vagyis igen nagy jel—zaj arányt kapunk. A légköri kisülésekből származó zavarfeszültségek nagyságát azonban ilyen antennával sem lehet lecsökkenteni.

Az árnyékolt tápvezetékkel ellátott antenna többnyire egy független (3 m hosszú), a tartószerkezettől elszigetelten felszerelt antennarúd. A csúcán rendszerint egy védőgömb van a sustorgás csökkentésére; ilyen zajokat különösen a nagyon meleg nyári napokon gyakori légköri csendekisülések és koronajelenségek szoktak előidézni. A hosszú-, közép- és rövidhullámon egyaránt jól használható antennarúd talppontjában egy szikraköz vezetile a túlfeszültségeket.

A 3 m -es szabad antennahossz még a rövidhullámok tartományában is távol van a negyedd hullámú rezonanciától, ami azt jelenti, hogy ennek az antennának minden hullámhosszon nagy kapacitív meddőellenállása van. Ha egy koaxiális kábellel közvetlenül csatlakoznánk az ilyen antennavezetőhöz, a körülbelül 30 pF -os antennakapacitás kapacitív feszültségosztót alkotna a körülbelül 80 pF/m kábelkapacitással, aminek következtében az antennafeszültségnek csak egy igen csekély hányada — a kábelhossztól is függő százalék — jutna a kábel végére. Ezért fontos az, hogy egy megfelelő transzformátorral letranszformáljuk a talppontban az antenna nagy meddőellenállását.

Erre a célra egy csésze alakú ferritmagon lehetőleg minél kisebb tekercselési kapacitással egy széles sávú transzformátort készítünk. Mínt hogy azonban a műsorvevők bemenete nem alkalmas a koaxiális kábelek bekötésére, a tápkábel másik

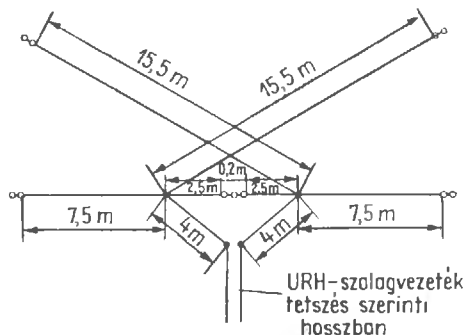
végén, a vevőoldalon is szükség van egy transzformátorra, hogy hozzáilleszthessük a koaxiális kábel hullámellenállását a műsorvevő bemeneti ellenállásához. A közép- és hosszuhullámra méretezett transzformátorok a rövidhullámok átvitelére már kevésbé alkalmasak, úgyhogy ha súlyt vetünk a jó rövidhullámú vételre is, két további — de ferritmag nélküli — transzformátort is be kell iktatnunk az antenna tápkörébe.

Az elégtelen antennahossz és a transzformátorokkal és levezető kábellel előidézett veszteségek miatt csak kis hasznos feszültséget kapunk a vevő bemenetén. Minthogy azonban ugyanakkor nagy a jel—zaj arány, többnyire jól kihasználhatjuk a mai vevők érzékenységét. Csakhogy az ilyen antennaberendezésekkel elérhető nagy jel—zaj arány előnye is illuzórikussá válik, hiszen egy néhány különleges vevőt nem tekintve, manapság minden műsorvevőnek beépített, ki nem kapcsolható ferrit-antennája van, és ezzel minden zavarfeszültséget felszed a környezetből.

29.2.1.4. Széles sávú, rövidhullámú vevőantennák

A rövidhullámok vételére jól felhasználhatók a közép- és hosszuhullámok tartományában szokásos L- és T-antennák is. Tudnunk kell azonban, hogy a középhullámokon még nagyjából körsugárzónak tekinthető hosszabb huzalantennák a rövidhullámok vételkor egészen határozottan irányhatásúak.

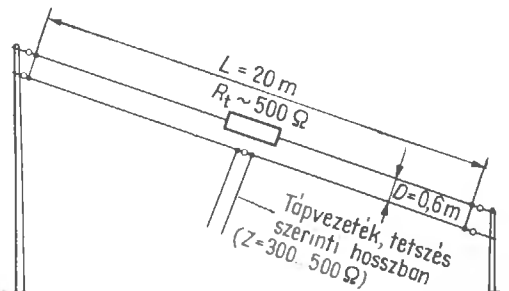
Különösen kedvező rövidhullámon a DM 2 ANM szerinti kettős dipólus, amelynek frekvenciasávja 2 MHz-től 26 MHz-ig terjed. Ennek az antennának közel kör alakú az iránydiagramja, és egy tetszés szerinti hosszúságú, $240\ \Omega$ hullámellenállású szalag vezetővel csatlakoztatható a vevőhöz (29.4. ábra). A dipóluságak olyan hosszúak,



29.4. ábra. Széles sávú kettős dipólus rövidhullámú adók vételére

hogy az egyes dipólusok rezonanciái átfedik egymást. A táppontokban szét kell választani a szalagvezetőket, hogy megfelelő illesztés jöjjön létre (lásd a 6.1. alfejezetet). Az egyes dipóluságak nyílásszöge nem kritikus mennyiség, és a helyi adottságoknak megfelelően lehet felvenni.

Felhasználóik egyre dicsérik a T 2 FD-antennák jó vételi tulajdonságait (lásd a 12.2. alfejezetet). Mint aperiodikus antenna igen széles a frekvenciasávja, úgyhogy a rövidhullámú műsorsávok mindegyikében használható. Ezenkívül nincsenek kifejezett előnyös irányai vagy nullahelyei a sugárzási diagramon, és a közép- vagy hosszuhullámok vételére is alkalmas. Minthogy pedig a műsorvevők bemeneti ellenállása a rövidhullámok tartományában $600\ \Omega$ nagyságrendű, még az illesztéssel sincsen baj, ugyanis a T 2 FD-antenna talpponti ellenállása az R_t lezáróellenállástól függően $300 \dots 500\ \Omega$. Ennek az R_t ellenállásnak a terhelhetőségére vonatkozólag nincs különösebb követelményünk, valamilyen szokásos kivitelezésű, tetszés szerinti terhelhetőségű ultrarövid hullámú rétegellenállást használhatunk fel erre a célra.



29.5. ábra. T 2 FD széles sávú antennája (5...25 MHz-re)

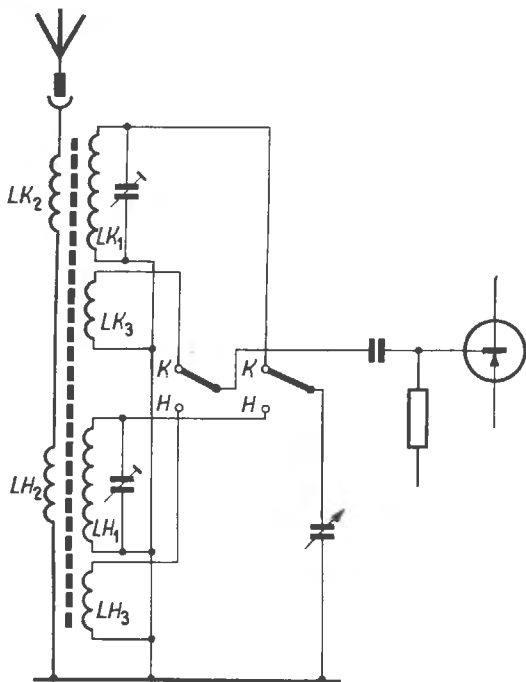
A 29.5. ábrán a rövidhullámú rádióműsorok vételére legmegfelelőbb méreteket tüntettük fel (az átviteli sáv 5 MHz-től 25 MHz-ig terjed). További elektromos és mechanikai adatokat a 12.2. alfejezetben találunk.

29.2.2. Ferritruhas antennák

A ferritruhas antenna közvetlenül a keretantennából származtatható. A műsorszórási adók megjelenésének kezdeti éveiben népszerű volt a keretantenna, az akkori táskavevők és egyes asztali készülékek szokásos tartozéka volt. A kis veszteségű és nagyfrekvencián is jól felhasználható ferromágneses anyagok kifejlesztésével azonban ki-

szorította a piacról a ferritantenna. A nagyjából egyenlő érzékenységű és irányhatású ferritantenna a keretantennához képest alig egy huszadnyi helyet foglal el, ezért ma már majdnem minden otthoni műsorvevőben, táskavevőben és zsebrádióban megtalálható.

Mint a 29.6. ábrán látjuk, a vevőkészülékek ferritantennás bemenete csak abban különbözik a



29.6. ábra. Ferritrudas antenna a vevő bemeneti áramkörében

szokásos bemeneti áramköröktől, hogy az LK_1 és LH_1 rezgőköri induktivitások, a külső antennához tartozó LK_2 és LH_2 csatolótekercesek és a tranzisztorok báziskörében levő LK_3 és LH_3 kicsatolótekercesek nem a szokásos tekercestesten, hanem egy ferritrudon vannak elhelyezve. A ferritantenna tekercei többnyire egyrétegűek és hengeres alakúak. A műsorvevők közép- és hosszúhullámon működnek ferritantennával. A rövidhullámú adók vételéhez rendszerint segédantennára van szükség, bár olyan ferritrudak is kaphatók, amelyek kifejezetten rövidhullámra valók. A beépített ferritrudon a beszabályozáshoz eltolhatóan behelyezett tekercesek egyúttal a vevő bemeneti induktívásai is. Ezért rendszerint nem is lehet kiiktatni a ferritantennát. Egyes vevőkben a káván belül elforgathatóan van felszerelve a ferritrud, hogy a jó

irányhatást ügyesen ki lehessen használni a zavaró adók kényelmes kiszűrésére. Egy külön antenna-csatlakozó hüvely lehetővé teszi a magasantenna vagy segédantenna bedugaszolását.

A keretantennák és a ferritantennák működését és tulajdonságait a 28.4.1. pontban részletesebben ismertettük. Az ott közölt adatok elsősorban a 80 m-es sáv iránymérő antennáira vonatkoznak ugyan, de az elmélet szerint a műsorvevőkre is ugyanúgy érvényesek.

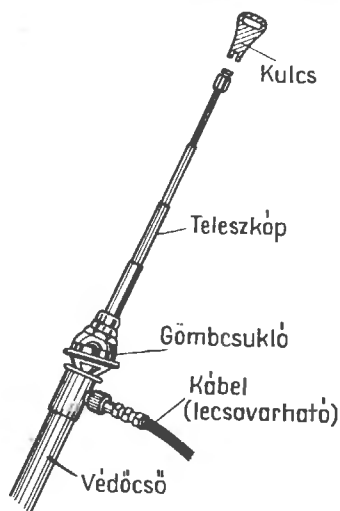
29.2.3. Autóantennák

A gépkocsi rádióvevője be van építve a fémkarosszériába, amelybe csak erős csillapítással hatolhatnak be a nagyfrekvenciás hullámok. Az ilyen vevőkészülékekhez ezért feltétlenül csatlakoztatni kell egy külső antennát, amelyet a karosszérián kívül kell felszerelni, és amely többnyire egy közel függőleges helyzetű, 1...2 m hosszú rúd. Ehhez kell fúrni a karosszériát, de ahol ez nehézségekbe ütközik vagy nemkívánatos megoldás, különleges kivitelezéssel az ablakra vagy az esővíz levezetésére szolgáló csatornára szerelhető az antenna. Tápadóantennák is használatosak, a talppontjukban erős permanens mágnes tartja őket, úgyhogy minden további rögzítő eszköz nélkül is biztonságosan hozzátapadnak minden acélkarosszéria felületéhez. A vevőhöz lehetőleg minél rövidebb és kis kapacitású, körülbelül 180 Ω hullámenállású koaxiális kábellel csatlakoznak ezek az autóantennák.

A venni kívánt hullámok hosszához képest az autóantennák nagyon rövidek, és közel vannak a talajhoz, ezért csak kis feszültséget továbbítanak a vevő bemenetére. A rúd és a kábel hosszától függően különböző antennakapacitások miatt a vevő egy antennatrimmert is tartalmaz, de ezt csak egyszer kell kihúzott antennával és körülbelül 600 kHz frekvencián a legnagyobb hangerősség szerint beállítani (a zajmaximumra). A legtöbb vevőben csak akkor lehetséges ez a beállítás, ha a teljes antennakapacitás (az antennarúd és a karosszéria közötti kapacitás és a bekötőkábel belső vezetője és árnyékolása közötti kapacitás együttesen) 70 pF alatt marad.

Az antenna majdnem mindig teleszkópszerű. Népszerűek ezenkívül a műanyag (többnyire üvegszállal erősített poliészter gyanta) burkolatú, belül fémvezetőt tartalmazó antennarudak is; törhetetlenek, és a legerősebb hajlító-igénybevétel után is teljesen kiegyenesednek.

A teleszkópantennák besüllyeszthetők is lehetnek, és ez esetben teljes egészükben betolhatók a karosszériába beépített védőcsöbe. A besüllyeszthető antennákat sokszor csak a hozzájuk tartozó kulccsal lehet kihúzni (29.7. ábra). Más esetekben



29.7. ábra. Besüllyeszthető és lezárható autóantenna

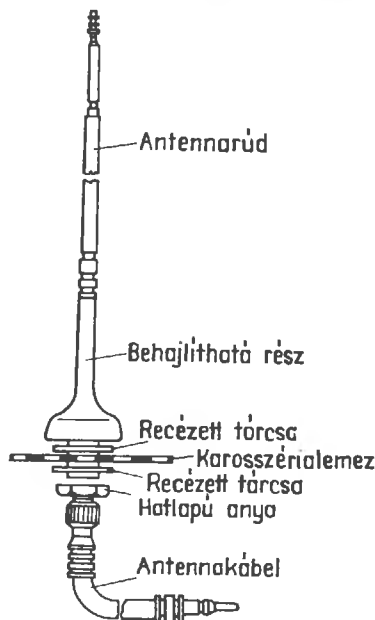
a vezetői ülésről egy kézi forgattyúval vagy esetleg elektromotorral lehet kiemelni őket. A talppontban többnyire golyós csukló szokott lenni, hogy a ferde karosszériafelületre is merőlegesen lehessen állítani a rudat. Más változatokban ugyanerre a célra egy behajlítható rész van a talppont fölött (29.8. ábra).

Többnyire a bal oldali tartó előtt, az elülső szélvédő mellett építik be az autóantennát. Elektromosan a gépkocsi jobb oldala is éppen így megfelelne, a bal oldal azonban távolabb van a rongálásra hajlamos járókelőktől, akik szívesen elhajlítanák a parkoló kocsit antennáját. Ez a beépítési mód különösen a pontonkarosszériákon felel meg, ezenkívül ultrarövid hullámon a lehető legjobb vételt nyújtja, ami úgy hallatszik, mintha ellentétben volna az elmélettel. A valóságban az a helyzet, hogy a karosszéria fémfelületén eltorzul a vízszintes polarizációval kisugárzott ultrarövid hullámok erőtere. Az elülső ablakkerettől körülbelül 10 cm-re nyilván olyan kedvező ez az erővonal-torzulás, hogy a függőlegesen polarizált autóantennát itt közel függőlegesen polarizált elektromos erőter veszi körül.

A kocsitetejére szerelt antenna ritkább, mert itt nem szívesen fúratja át az ember a karosszériát,

ezenkívül a hosszabb antennavezeték miatt amúgy is elvész a szabad helyzetből származó előny.

Még nagyobb hátránnyal jár a farraszerelés. Innen már körülbelül 4 m hosszú vezeték kell a vevőhöz, úgyhogy a megengedettnél nagyobbá vá-



29.8. ábra. Autóantenna könyökíddommal

lik a vevő bemenetén kiadódó kapacitás, és a vevőben levő antennatrimmert már nem lehet kifogástalanul beállítani. Ezért ilyenkor be kell építeni egy soros kondenzátort az antennadugaszba, és ezzel a megengedett 70 pF maximumra kell lecsökkenteni az antennaberendezés túlságosan nagy kapacitását. A soros kondenzátor azonban legalább 40%-os feszültségvesztést okoz. Az az érv, hogy a farantenna távolabb van a motortól és ezért kevesebb zajt vehet fel, tarthatatlannak bizonyult, mert a fémkarosszéria elől is majdnem ugyanolyan jól árnyékolja az antennát az ilyen zavaroktól, mint hátul.

29.3. Tv-vételre alkalmas antennák

A kísérletezéseket szerető amatőrök kívánságára ebben a fejezetben a tv-antennák egyszerűbb típusaira közlünk méretezési adatokat. Minthogy a tv-antennák technikája sok tekintetben megegye-

zik a rádióamatőrök ultrarövid hullámú antennáinak technikájával, a működési elv részletes leírásától eltekinthetünk.

A reciprocitási törvény értelmében függetlenek az antennatulajdonságok attól, hogy adásra vagy vételre alkalmazzuk az antennát. A jellemző adatokat, úgymint az antennanyereséget, az iránydiagramokat, a talpponti ellenállást stb. tehát nem befolyásolja az, hogy adó- vagy vevőantennáról van szó. Egy további fontos megállapítást tartalmaz a modelltörvény. E törvény szerint ha egyszer már ismerjük egy bizonyos frekvencián az antenna tulajdonságait és méreteit, más frekvenciákra is elvégezhetjük a méretezést anélkül, hogy ezáltal megváltoznának a jellegzetes tulajdonságok. A gyakorlatban úgy érjük ezt el, hogy minden mennyiségre frekvenciában fejezzük ki az átszámítási tényezőket, és ezeket használjuk fel a más üzemi frekvenciákon alapuló méretezésekhez. Nincs tehát semmi akadályja annak, hogy a tv-vételben bevált antennát átszámítsuk a 2 m-es amatőrsávra, majd ugyanazokkal a tulajdonságokkal adásra is felhasználjuk.

Ne felejtjük el azonban, hogy a tv-műsor vételére szánt antennától más sugárzási tulajdonságokat követelünk meg, mint egy olyan antennától, amelyet az amatőrsávokban akarunk használni. Az amatőrantennákkal kapcsolatban az antennanyereség van előtérben, ezt pedig üzemi okokból elsősorban főként úgy érjük el, hogy csökkentjük a függőleges síkban a sugárnyaláb nyílásszögét. Az amatőrantenna vonatkozásában elegendőnek bizonyul a 2 m-es sávban 2 MHz, a 70 cm-es tartományban pedig 4 MHz sávszélesség; nagy hátrasugárzási csillapítást, kis vízszintes nyílásszöget és melléknyalábtól mentes sugárzási diagramot nem követelünk meg tőle. Ugyanakkor viszont a jó tv-antennától — különösen a színes tv-ben — nagyobb sávszélességet és jobb irányhatást várunk el, főként a vízszintes síkban, mert kellő hatékonysággal akarjuk kiküszöbölni a zavaró hatásokot (a visszaverődéseket, az ugyanabban a csatornában sugárzó más adók vételét stb.). Ezért az amatőrrádiózásban nagyon jól beváló antennafajták nem minden esetben használhatók fel tv-vételre.

Azt is meg kell mondanunk, hogy csodaantennák nincsenek, vagyis nem képzelhetünk el olyan antennákat, amelyek a legkisebb ráfordítások árán háttérbe szorítják a sokelemes gyári antennák vételi teljesítőképességét. Az antennanyereség mindig összefügg az antennastruktúra térbeli kiter-

jedésével. Ezeket az összefüggéseket a 3.2.3.3. alponthban részletesen elmagyaráztuk.

A gyári antennák közül különösen a korszerű Yagi-antennák jelenlegi színvonalát semmiképpen sem lehet utolérni vagy éppenséggel felülmúlni az amatőrszerűen háziilag kifejlesztett megoldásokkal. Értelmetlenség volna ezeken az antennákon mechanikai módosítások útján megpróbálni megjavítani a vételi tulajdonságokat. Javulást csak úgy érhetünk el, hogy kicseréljük a tönkrement szalagkábel, és kiküszöböljük az egyéb korróziós jelenségeket, beállítjuk a legkedvezőbb vételi irányt, esetleg áttelepítjük antennánkat olyan helyre, ahol kedvezőbbek a vételi viszonyok.

A tv-vételben előnyben részesített Yagi-antennák nyereségére az az egyszerű gyakorlati szabály érvényes, hogy *a feszültségnyereség nagyjából megegyezik az antennaelemek számából vont négyzetgyökkel*. Ezek szerint például egy kilencelemes Yagi-antenna feszültségnyeresége $\sqrt{9} = 3$. A háromszoros feszültségnövekedés 9,5 dB nyereségnek felel meg, tehát az eredmény összhangban van a tapasztalattal. Egy másik gyakorlati szabály értelmében ahányszor megkétszerezzük az elemek számát, annyiszor 3 dB-lel nő meg az antennanyereség. Közelítő pontossággal azt is megmondhatjuk, hogyan függ a hosszú Yagi-antennák nyeresége a viszonylagos antennahossztól. A viszonylagos antennahossz fogalma azt jelenti, hogy az antenna (a boom) hosszterjedelmét az üzemi hullámhosszban fejezzük ki. A 22.7. ábráról a viszonylagos hossz függvényében leolvashatjuk a bármilyen Yagi-antennára várható nyereségét.

Annak nincs sok értelme, hogy tv-antennák otthoni megépítéséhez valamilyen egészen kifinomult, keskeny sávú típust válasszunk mintának. E típusokban nagyon pontosan kell tartani a méreteket; a csövek átmérője és az antennaelemek tartója nagymértékben befolyásolja a rezonanciahosszt. Helyesen akkor járunk el, ha széles sávú, minél kevésbé kényes típust választunk, vagyis ha olyan antennát készítünk magunknak, amellyel akkor is jó eredményeket érhetünk el, ha a környezeti hatások elhangelődásokat okoznak. Az otthoni elkészítésre most ismertető tv-antennákat ebből a szempontból választottuk ki. A tárgyalt Yagi-antennák mind tiszta fémszerkezetek, vagyis az antennaelemekhez fémtartót készítünk, és geometriai középpontjukban közvetlenül erősítjük rá az elemeket. Az antennaelemek átmérője, ha más-ként nem adjuk meg, 8...12 mm lehet. Mindegy, hogy csövet vagy tömör rudat használunk fel erre

a célra. Mindegyik antenntát vízszintes polarizációra adjuk meg.

Nyomatékosan felhívjuk olvasóink figyelmét az antenneszerkezetek törvényes előírásaira. A fontosabbakat ezek közül a 33. fejezetben közöljük. Az antennaépítéssel kapcsolatban esetleg felvetődő kérdéseket mindig szakemberrel beszéljük meg és tisztázzuk.

29.3.1. Az egyelemes antenna

Jó vételi viszonyok között sok esetben elegendő a rezonáns félhullámú — egyenes vagy hajlított — dipólus is. Általában ezt tekintjük vonatkozási alapnak, amikor össze akarunk hasonlítani különböző antennákat, ezért a 0 dB antennaerősítést rendeljük hozzá.

Jellemző adatok (közelítő értékek)

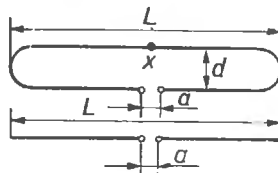
Antennanyereség 0 dB, hátrasugárzási csillapítás 0 dB, talpponti ellenállás 60 Ω (egyenes dipólus) vagy 240 Ω (hajlított dipólus), nyílásszög a vízszintes síkban kb. 80°, a függőleges síkban pedig 360°.

A dipólusok rezonanciahosszát a CCIR és az OIRT szerinti, méteres hullámú tv-tartományokra a 29.1. táblázatban közöljük. Az adatok a 29.9. ábrára vonatkoznak.

A táppont a távolsága nem kritikus mennyiség, 10 és 30 mm között bármekkora lehet. A hajlított dipólusok d tövességát a CCIR 2...4. és az OIRT 1...5. tv-csatornáiban 100 mm \pm 20% nagyságúra vehetjük. A nagyobb frekvenciákon pedig a

CCIR 5...12. és az OIRT 6...12. tv-csatornáikhoz $d = 50 \text{ mm} \pm 10\%$. Az X -szel jelölt pontban leföldelhetjük a hurkolt dipólust.

Minden méret milliméterben értendő.



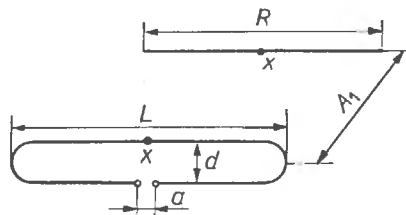
29.9. ábra. Vázlat az egyelemes dipólusok méretezéséhez (29.1. táblázat)

29.3.2. A kételemes antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 4 dB, hátrasugárzási csillapítás 8 dB, talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz 0,27λ, nyílásszög a vízszintes síkban 75°, a függőleges síkban pedig 140°.

Minden része fémből van, földelési és felerősítési pontját a 29.10. ábrán X -szel jelöltük meg. Az an-



29.10. ábra. Vázlat a kételemes antennák méretezéséhez (29.2. táblázat)

29.1. táblázat. A 29.9. ábra szerinti egyenes és hajlított dipólusok rezonanciahossza a méteres hullámú tv-műsorok vételére

OIRT-csatorna	L hossz	CCIR-csatorna	L hossz
1. (48,5...56,5 MHz)	2760	2. (47... 54 MHz)	2850
2. (58... 66 MHz)	2340	3. (54... 61 MHz)	2500
3. (76... 84 MHz)	1820	4. (61... 68 MHz)	2230
4. (84... 92 MHz)	1650	5. (174...181 MHz)	808
5. (92...100 MHz)	1500	6. (181...188 MHz)	780
6. (174...182 MHz)	800	7. (188...195 MHz)	750
7. (182...190 MHz)	770	8. (195...202 MHz)	722
8. (190...198 MHz)	736	9. (202...209 MHz)	696
9. (198...206 MHz)	705	10. (209...216 MHz)	675
10. (206...214 MHz)	680	11. (216...223 MHz)	655
11. (214...222 MHz)	655	12. (223...230 MHz)	632
12. (222...230 MHz)	635		

Minden számadat mm-ben értendő.

29.2. táblázat. A 29.10. ábra szerinti kételemes antennák méretei

OIRT-csatorna	L	R	A	CCIR-csatorna	L	R	A
1.	2640	2960	1600	2.	2720	3040	1640
2.	2200	2480	1340	3.	2380	2650	1440
3.	1680	1900	1000	4.	2100	2350	1290
4.	1550	1720	900	5.	733	938	430
5.	1400	1580	840	6.	707	902	415
6.	730	932	428	7.	680	870	400
7.	700	894	410	8.	656	840	388
8.	670	856	395	9.	635	810	375
9.	645	825	380	10.	608	785	362
10.	622	795	368	11.	597	760	352
11.	600	765	355	12.	575	738	340
12.	576	740	342				

Minden számadat mm-ben értendő.

tennaelemek fém tartószerkezetének átmérője $25\text{ mm} + 30\%$. Azaés d távolságok ugyanakkorak, mint a 29.3.1. pontban. A 29.2. táblázatban közölt adatok a 29.10. ábrára vonatkoznak.

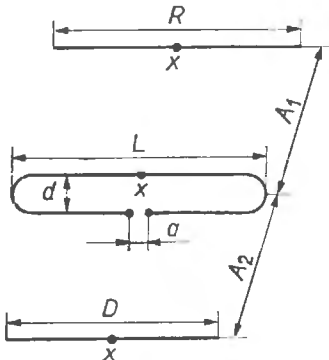
Minden adat milliméterben értendő.

29.3.3. A háromelemes Yagi-antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 5 dB, hátrasugárzási csillapítás 12 dB, talpponti ellenállás $240\ \Omega$ (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz körülbelül $0,24\lambda$, nyílásszög a vízszintes síkban 70° , a függőleges síkban 120° .

Minden része fémből készül, földelési és felerősítési pontját a 29.11. ábrán X jelöli. Az antennelemek fém tartójának átmérője $20\text{ mm} \pm 20\%$. Az



29.11. ábra. Vázlat a háromelemes Yagi-antennák méretezéséhez (29.3. táblázat)

a és d távolság ugyanaz, mint a 29.3.1. pontban. A 29.3. táblázat adatai a 29.11. ábrára vonatkoznak.

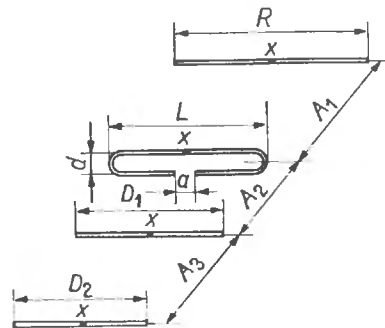
29.3.4. A négyelemes Yagi-antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 6 dB, hátrasugárzási csillapítás 14 dB, talpponti ellenállás $240\ \Omega$ (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz $0,6\lambda$, nyílásszög a vízszintes síkban 65° , a függőleges síkban pedig 95° .

Teljesen fémszerkezetű, földelése és felerősítése az X pontban (29.12. ábra). Mindegyik antennelem átmérője a CCIR 2...4. és az OIRT 1...5. csatornáiban $15\text{ mm} \pm 30\%$. Ha a CCIR 5...12. és az OIRT 6...12. csatornákra végezzük el a méretezést, $11\text{ mm} \pm 30\%$ nagyságúra vegyük az elemek átmérőjét.

A sáv szélesség szempontjából kedvező ez az antenna. A méteres hullámok tartományának ki-



29.12. ábra. Vázlatos rajz a 29.4. táblázat szerinti négyelemes Yagi-antenna méretezéséhez

29.3. táblázat. A 29.11. ábra szerinti háromelemes Yagi-antennák méretei

Csatorna- szám	<i>L</i>	<i>R</i>	<i>D</i>	<i>A₁</i>	<i>A₂</i>
	hosszméret		távolság		
OIRT csatornák					
1.	2720	3300	2420	850	510
2.	2280	2770	2020	700	430
3.	1750	2140	1560	550	340
4.	1580	1920	1400	490	310
5.	1440	1750	1290	460	280
6.	840	970	705	265	210
7.	810	923	670	255	205
8.	775	885	645	240	195
9.	745	850	620	232	185
10.	718	820	598	225	180
11.	685	790	575	217	170
12.	670	765	555	210	165
CCIR csatornák					
2.	2800	3400	2480	880	530
3.	2450	2970	2170	770	470
4.	2170	2630	1930	670	410
5.	845	970	705	265	210
6.	815	930	677	255	205
7.	785	895	650	245	195
8.	758	867	630	240	190
9.	733	835	610	230	180
10.	710	810	590	220	175
11.	690	785	570	215	170
12.	670	760	555	208	165

Minden számadat milliméterben értendő.

sebb frekvenciájú részében (a CCIR 2...4. és az OIRT 1...5. csatornában) két szomszédos csatornát vehetünk a 29.4. táblázat szerint a nagyobb frekvenciájú csatornára méreztett antennával. Például a CCIR 4. csatornára méreztett antennával ugyanazokkal a műszaki adatokkal a CCIR 3. (továbbá az OIRT 2.) csatornát is vehetjük. A méteres hullámú tartomány nagyobb frekvencián (a CCIR 5...12. és az OIRT 6...12. csatornák vonatkozásában) legalább három szomszédos csatornára terjed ki a sávészélesség, de itt is a legnagyobb frekvenciákat magába foglaló csatornára kell elvégezni a méretezést. Például a CCIR 8. csatorna antennája a CCIR 7. és a CCIR 6., továbbá az OIRT 8., az OIRT 7. és az OIRT 6. csatornát is veszi. Az ilyen antennákat általában csatornacsoportos antennának nevezzük.

A táblázatban minden méret milliméterben értendő.

29.3.5. A hatelemes csatornacsoportos Yagi-antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 8 dB, hátrasugárzási csillapítás 15 dB, tallponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz 0,9λ, nyílásszög a vízszintes síkban 55°, a függőleges síkban 73°.

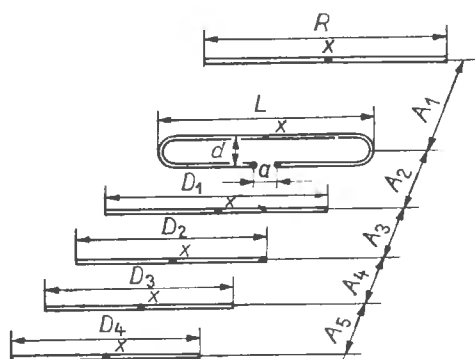
Teljesen fémes felépítés, földelése és felerősítése az X pontban (29.13. ábra). Mindegyik antennaelem átmérője 11 mm ± 30%. Az antennaelemek tartójának átmérőjére nem adhatunk merev megkötéseket, úgyhogy a mechanikai követelmények szerint vesszük fel az értékét.

E csatornacsoportos antenna sávészélessége a méteres hullámok kisebb frekvenciájú részében legalább két szomszédos tv-csatornára terjed ki, ha a nagyobb frekvenciájú csatornára méretezzük a rezonanciát. Mechanikai okokból ez a hatelemes

29.4. táblázat. A 29.12. ábra szerinti négyelemes Yagi-antennák méretei

Csatorna- szám	L	R	D_1	D_2	A_1	A_2	A_3
	hosszúság		távolság				
OIRT csatornák							
1.	2950	3460	2400	2350	1550	400	1280
2.	2530	2960	2040	2000	1330	360	1100
3.	1980	2320	1620	1570	1050	280	850
4.	1820	2120	1470	1440	950	260	780
5.	1670	1940	1350	1320	870	230	720
6.	920	1075	744	730	485	130	395
7.	880	1030	710	700	465	125	380
8.	845	985	684	670	445	120	365
9.	810	948	655	645	430	114	350
10.	780	915	630	620	415	110	340
11.	752	880	610	600	400	106	325
12.	726	850	588	577	385	102	315
CCIR csatornák							
2.	3100	3600	2500	2450	1630	430	1320
3.	2740	3200	2220	2180	1440	380	1180
4.	2450	2870	1970	1940	1300	360	1040
5.	925	1080	745	735	490	130	400
6.	890	1040	720	705	470	125	385
7.	860	1000	690	680	455	120	370
8.	830	965	670	660	440	115	355
9.	800	935	645	635	425	112	345
10.	775	905	625	615	410	110	335
11.	750	875	605	595	395	105	325
12.	725	850	590	580	385	100	315

Minden számadat milliméterben értendő.



29.13. ábra. Vázlatos rajz a 29.5. táblázat szerinti hatelemes Yagi-antenna méretezéséhez

antenna képviseli az I. tv-sávban a maximumot, amit hazai eszközökkel még megvalósíthatunk. Az OIRT-frekvenciafelosztáson belül a frekvenciamodulációs rádióműsorok helyzete szükség esetén olyan méretezést is lehetővé tesz, amely a frekvenciamodulációs műsoradóknak és a frekvenciában szomszédos tv-csatornának is megfelel. A 29.5.

táblázatban figyelembe vettük az ilyen összeállításokat. A méteres hullámok tartományának nagyobb frekvenciáin legalább öt szomszédos csatornára terjed ki a sávszélesség. E tartományban elegendő tehát négy különböző méretezés, és a frekvenciák jelentős mértékben átfedik egymást.

29.3.6. A nyolcelemes Yagi-antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennacsillapítás 9,5 dB, hátrasugárzási csillapítás 15 dB, talpponti ellenállás 240 Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz 0,87 λ , nyílásszög a vízszintes síkban 48°, a függőleges síkban 57°.

Jellegzetes egycsatornás, aránylag nagy nyereségű antenna. A direktorok mind egyenlő hosszúak. Teljesen fémes felépítés, földelése és felerősítése az X pontban (29.14. ábra). Az antennaelemek fémtartójának átmérőjére 20 mm \pm 20% értéket ajánlhatunk.

29.5. táblázat. A 29.13. ábra szerinti hatelemes csatornacsoportos Yagi-antennák méretei

	Csatornacsoportok (C-...=CCIR, O-...=OIRT)								
	C-1.	O-2.	O-2.	O-3.	O-4.	C-5...	C-6...	C-7...	C-8...
	C-2. C-3.	C-3. C-4.	C-4. FM- OIRT	O-4.	O-5. FM- CCIR	C-9 O-6...	C-10 O-7...	C-11 O-8...	C-12 O-9...
<i>L</i> hosszúság	2600	2340	2200	1720	1580	735	721	700	678
<i>R</i> hosszúság	3130	2800	2630	2070	1900	883	866	839	812
<i>D</i> ₁ hosszúság	2220	1990	1870	1470	1350	628	616	598	580
<i>D</i> ₂ hosszúság	2240	2010	1890	1485	1365	638	623	603	584
<i>D</i> ₃ hosszúság	2210	1980	1860	1460	1345	622	613	594	576
<i>D</i> ₄ hosszúság	2170	1945	1830	1435	1320	617	602	584	566
<i>A</i> ₁ távolság	1430	1280	1200	945	870	404	396	384	372
<i>A</i> ₂ távolság	348	312	295	230	212	98	96	93	90
<i>A</i> ₃ távolság	1150	1030	965	765	705	327	318	310	300
<i>A</i> ₄ távolság	1010	900	843	665	615	285	280	270	262
<i>A</i> ₅ távolság	1100	985	920	730	670	311	305	295	286

Minden számadat mm-ben értendő.

29.6. táblázat. A 29.14. ábra szerinti nyolcelemes Yagi-antennák méretei

OIRT csatornák	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	
<i>L</i> hossz	768	733	704	675	650	627	604	
<i>R</i> hossz	886	845	813	780	750	723	697	
<i>D</i> ₁ ... <i>D</i> ₆ hosszak	708	676	650	623	600	578	558	
<i>A</i> ₁ távolság	274	262	251	241	232	224	216	
<i>A</i> ₂ távolság	173	166	159	153	147	142	137	
<i>A</i> ₃ távolság	246	234	225	216	208	200	193	
<i>A</i> ₄ távolság	162	155	148	142	137	132	128	
<i>A</i> ₅ távolság	177	169	162	156	150	145	139	
<i>A</i> ₆ távolság	190	180	173	166	160	154	149	
<i>A</i> ₇ távolság	210	201	193	185	178	172	165	
CCIR-csatornák	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.
<i>L</i> hossz	772	742	715	690	665	644	622	602
<i>R</i> hossz	882	854	824	796	768	750	722	695
<i>D</i> ₁ ... <i>D</i> ₆ hosszak	712	684	660	635	612	596	578	556
<i>A</i> ₁ távolság	274	264	255	246	237	230	223	216
<i>A</i> ₂ távolság	174	168	162	156	150	145	141	137
<i>A</i> ₃ távolság	246	237	228	221	212	205	198	193
<i>A</i> ₄ távolság	163	156	150	145	140	136	132	128
<i>A</i> ₅ távolság	178	171	165	159	154	148	143	139
<i>A</i> ₆ távolság	191	183	175	168	164	158	153	149
<i>A</i> ₇ távolság	211	203	195	188	182	177	171	165

Minden adat milliméterben értendő.

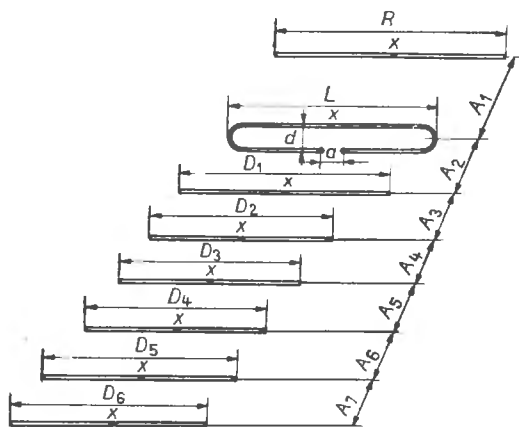
A 29. 6. táblázatban minden adat milliméterben értendő.

29.3.7. A kilencelemes Yagi-antenna

Jellemző adatok (közelítő értékek)

Antennanyereség 11 dB, hátrasugárzási csillapítás 18dB, talpponti ellenállás 240Ω (szimmetrikus), viszonylagos antennahossz $1,6\lambda$ (a hosszú Yagi-antennának megfelelő típus), nyílásszög a vízszintes síkban 40° , a függőleges síkban 50° .

Teljesen fémes felépítés, földelése és felerősítése az X pontban (29.15. ábra). Mindegyik antennaelem 10 mm $\pm 20\%$ átmérőjű, az antennaelemek tartójának átmérője pedig 20...25 mm.



29.14. ábra. Vázlatos rajz a 29.6. táblázat szerinti nyolcelemes Yagi-antenna méretezéséhez

29.7. táblázat. A 29.15. ábra szerinti kilencelemes hosszú Yagi-antennák méretei

OIRT-csatornák	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.	
L hossz	760	726	698	672	646	620	598	
R hossz	938	900	862	828	795	763	735	
D ₁ hossz	685	655	628	604	580	558	539	
D ₂ hossz	675	648	620	595	573	550	531	
D ₃ hossz	665	642	615	590	568	546	526	
D ₄ hossz	658	630	604	580	558	537	518	
D ₅ hossz	646	620	594	570	548	528	509	
D ₆ hossz	635	610	585	561	540	520	500	
D ₇ hossz	624	599	574	551	530	510	491	
A ₁ távolság	348	333	317	302	292	280	270	
A ₂ távolság	289	278	266	256	246	238	228	
A ₃ távolság	425	408	390	375	360	346	334	
A ₄ ...A ₈ távolságok	328	316	302	288	278	270	260	
CCIR-csatornák	5.	6.	7.	8.	9.	10.	11.	12.
L hossz	762	734	707	682	661	637	613	597
R hossz	943	908	875	843	815	788	763	735
D ₁ hossz	689	663	639	616	595	575	557	539
D ₂ hossz	678	652	628	606	585	566	548	531
D ₃ hossz	672	647	623	601	580	561	543	526
D ₄ hossz	661	636	612	591	571	552	534	518
D ₅ hossz	650	625	602	581	561	542	525	509
D ₆ hossz	638	614	590	571	551	533	516	500
D ₇ hossz	627	603	581	561	542	523	507	491
A ₁ távolság	345	332	319	308	298	288	279	270
A ₂ távolság	291	280	270	260	251	243	235	228
A ₃ távolság	427	410	395	381	368	356	345	334
A ₄ ...A ₈ távolságok	331	318	307	296	286	276	268	260

Minden adat milliméterben értendő.